

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет Електроніки
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра мікроелектроніки
(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ (підпис) _____ (ініціали, прізвище)

“ ” _____ 20__ р.

Дипломна робота
на здобуття ступеня бакалавра

з напрямку підготовки

6.050801 Мікро-та наноелектроніка
(код і назва)

на тему: «Цифровий диктофон з покращеною частотною
характеристикою звуку»

Виконав: студент 4 курсу, групи ДП-52

Куманікін Адріан Едуардович
(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Керівник доц. каф.МЕ к.т.н. с.н.с. Свєчніков Г.С.

_____ (посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Консультант з нормоконтролю проф., к.т.н., доц.. Орлов А.Т.

Консультант з інформаційних питань доц.. к.т.н., Діденко Ю.В.

Консультант з методів кодування доц.к.т.н. Татарчук Д.Д.

Рецензент

_____ (посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.
Студент _____

_____ (підпис)

Київ – 2019 року

Завдання на дипломний проект, дипломну роботу

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Інститут/факультет

Факультет електроніки
(повна назва)

Кафедра

Мікроелектроніки
(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність(спеціалізація) 6.050801

Мікро-та наноелектронні прилади і пристрої
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

(підпис) _____
(ініціали, прізвище)
«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ на дипломний проект (роботу) студенту Куманікіна Адріана Едуардовича (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Цифровий диктофон з покращеною частотною характеристикою звуку

Керівник проекту (роботи) доц.каф.МЕ, к.т.н., с.н.с. Свечніков Г.С.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «__» _____ 20__ р. № _____

2. Строк подання студентом проекту (роботи) 4 червня 2019

3. Вихідні дані до проекту (роботи) Цифровий диктофон з покращеною частотною характеристикою на АДМ-кодуванні. Інформаційний потік не більше 64 кбіт/сек

4. Зміст (дипломної роботи) пояснювальної записки (перелік завдань, які потрібно розробити) 1.Огляд з сучасною літературою та новинками у цій області. 2.Визначити область застосування пристроїв запису звуку та їх види. 3.Пошук літератури та компонентів необхідних для його створення. 4.Розробка структурної схеми диктофону. 5.Розробка алгоритму роботи

та створення макету. 6. Вибір кодування на основі іноваційності та практичності. 7. Обговорення результатів досліджень та написання дипломної роботи.

5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо)

-) Презентація

-) Методи кодування

-) Блок схема

-) Алгоритм роботи

-) Схема принципова електрична

6. Консультанти розділів проекту (роботи)*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1 - 4	Татарчук Д.Д. доц.каф.МЕ, к.т.н.	08.04.19	04.06.19

7. Дата видачі завдання 8 квітня 2019

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Ознайомлення з сучасною літературою та новинками у цій області	01.03.2019	
2	Визначити область застосування пристроїв запису звуку та їх використання у побуті	26.03.2019	
3	Розробка структурної схеми диктофону	15.04.2019	
4	Розробка алгоритму роботи та створення макету	22.04.2019	
5	Вибір кодування на основі іноваційності та практичності	29.04.2019	
6	Розробка принципової схеми	30.04.2019	
7	Обговорення результатів досліджень та написання дипломної роботи	17.05.2019	

Студент

_____ (підпис)

_____ (ініціали, прізвище)

Керівник проекту (роботи)

_____ (підпис)

_____ (ініціали, прізвище)

* Консультантом не може бути зазначено керівника дипломного проекту (роботи)

РЕФЕРАТ

Дипломна робота виконана на 57 сторінках, вони містять 4 розділи, 21 ілюстрацію та 18 джерел в переліку посилань.

Об'єктом дослідження є методи кодування, алгоритми записування, відтворення аудіоінформації. Предметом дослідження є вплив режимів кодування на якісні характеристики відтворюваного звуку.

Метою роботи є розроблення схеми диктофону з покращеними характеристиками.

Для досягнення мети було вирішено наступні задачі:

- дослідження впливу методів кодування на енергетичні характеристики
- дослідження впливу методів кодування на частотні характеристики
- розробка принципової схеми та алгоритму роботи пристрою

В першому розділі розглянуто найпоширеніші методи кодування звукової інформації і визначено, що найбільш оптимальною з точки зору енергоспоживання є адаптивна дельта-модуляція. У другому розглянуто принцип дії мікроконтролерів. Для розроблення пристрою обрано мікроконтролер фірми Microchip PIC34F32KA304. Розроблено структурну схему цифрового диктофону. Третій розділ присвячений розробці електричній принциповій схемі цифрового диктофону. Четвертий розділ включає в себе алгоритми роботи цифрового диктофону у трьох режимах: записування, відтворення та очікування. В усіх вказаних режимах алгоритми забезпечують найменше енергоспоживання.

ABSTRACT

Thesis is executed on 57 pages, they contain 4 sections, 21 illustrations and 18 sources in the list of references.

The object of the study are encoding methods, write algorithms, and audio information reproduction. The subject of the study is the effect of coding modes on the qualitative characteristics of the reproduced sound.

The purpose of the work is to develop a dictaphone circuit with improved characteristics.

To achieve the goal, the following tasks were solved:

- research on the influence of coding methods on energy characteristics
- research on the influence of coding methods on frequency characteristics
- development of the principle scheme and algorithm of the device

The first section deals with the most common methods of encoding audio information and it is determined that the most optimal in terms of energy consumption is adaptive delta modulation. The second one deals with the principle of operation of microcontrollers. The Microchip PIC34F32KA304 microcontroller was chosen to design the device. A block diagram of a digital dictaphone is developed. The third section is devoted to the development of an electric circuit diagram of a digital dictaphone. The fourth section includes algorithms for the operation of a digital voice recorder in three modes: recording, playback and standby. In all these modes, the algorithms provide the least power consumption.

ЗМІСТ

Перелік скорочень.....	3
Вступ	4
Розділ 1. Кодування звукової інформації.....	5
1.1 Лінійна імпульсно-кодова модуляція	5
1.2 Диференціальна та адаптивна диференціальна імпульсно- кодова модуляція	12
1.3 Дельта-модуляція.....	20
1.4 Адаптивна дельта-модуляція.....	26
1.5 Вибір методу кодування та кодека для пристрою.....	28
Висновки по розділу 1	29
Розділ 2. Оброблення оцифрованого звукового сигналу та розробка структурної схеми пристрою	30
2.1 Мікроконтролери.....	30
2.2 Вибір мікроконтролера для пристрою	36
2.3 Розроблення структурної схеми пристрою.....	36
Висновки по розділу 2	37
Розділ 3. Схема електрична принципова	38
3.1 Розроблення блоку живлення.....	38
3.2 Схема підключення мікроконтролера	39
3.3 Схема підключення кодека.....	40
3.4 Схема підключення запам'ятовуючого пристрою	41
3.5 Схема підключення дисплею	42
Висновки по розділу 3	44
Розділ 4. Алгоритм роботи пристрою.....	46
4.1 Режим записування.....	46
4.2 Режим відтворення.....	47
4.3 Режим очікування	50
Висновки по розділу 4.....	50

Висновки	52
Список літератури	53
Додатки.....	55
Додаток 1.Схема електрична принципова	55
Додаток 2.Специфікація.....	57

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АДІКМ – адаптивна диференціальна імпульсно-кодова модуляція

АДМ – адаптивна дельта-модуляція

АЛП – арифметико-логічний пристрій

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

БПК – блок прогнозу і корекції

ВІС – велика інтегральна схема

ДІКМ – диференціальна імпульсно-кодова модуляція

ДМ – дельта-модуляція

ЕОМ – електронна обчислювальна машина

ЗП – запам'ятовуючий пристрій

ІКМ – імпульсно-кодова модуляція

МК – мікроконтролер

НЦП – нелінійний цифровий перетворювач

ОЗП – оперативний запам'ятовуючий пристрій

ПЗП – постійний запам'ятовуючий пристрій

ПК – перетворювач коду

СЗВ – система запам'ятовування відліків

СП – система порівняння

УФ – ультрафіолетове випромінювання

ФНЧ – фільтр низьких частот

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

ВСТУП

Ідея створення автоматичних пристроїв для запису звуку народилася порівняно давно, проте її реалізації довго перешкоджало відсутність технічних можливостей. До того як був створений диктофон, вся робота по складанню протоколів конференцій та з'їздів, записи судових засідань, пісень, віршів і філософських думок виконувалася людиною вручну, за допомогою пера і паперу.

Фонограф став першим пристроєм для запису звуку, його було винайдено Томасом Едісоном у 1877 році у США.

У наш час інформація, у тому числі голосова, відіграє значну роль у діяльності людини. Існує багато професій, представникам яких необхідно записувати, зберігати й відтворювати голосову інформацію – це журналісти, телевізійники, кореспонденти тощо. Тому розробка способів зберігання такої інформації є актуальною проблемою, для вирішення якої застосовують різні пристрої записування звуку. Принципи побудови цих пристроїв різноманітні – від записування на восковий носій першого фонографа, до перетворення звукової інформації у цифровий код, з наступним її зберіганням у вигляді цифрових кодів. Найзручнішим засобом зберігання звукової інформації є диктофон. Виробництвом цих пристроїв сьогодні займаються багато відомих компаній: Samsung, Yamaha, Marantz, Sony, LG та інші [1].

Основні проблеми, з якими стикаються користувачі, – це короткий час записування та значні енерговитрати сучасних диктофонів. Проте більшість диктофонів є енерговитратними. Треба зауважити, що диктофон, який споживає 20 мА у режимі записування, вважають таким, який споживає мало струму.

Таким чином, проектування нових типів цифрових диктофонів із зменшеним енергоспоживанням є важливим завданням з огляду на все більш наростаючу потребу тривалого зберігання великих обсягів звукової інформації.

РОЗДІЛ 1

КОДУВАННЯ ЗВУКОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ

1.1 Лінійна імпульсно-кодова модуляція

Суть імпульсно-кодової модуляції полягає в наступному. Для перетворення вхідного сигналу, зображеного на рис 1.1 (а), необхідно розділити його на часові проміжки (дискретизація, рис.1.1 (б)) та квантувати за рівнями (рис. 1.1 (в)). В результаті цих операцій отримаємо кодові відліки сигналу через певні проміжки часу (рис.1.1 (г)).

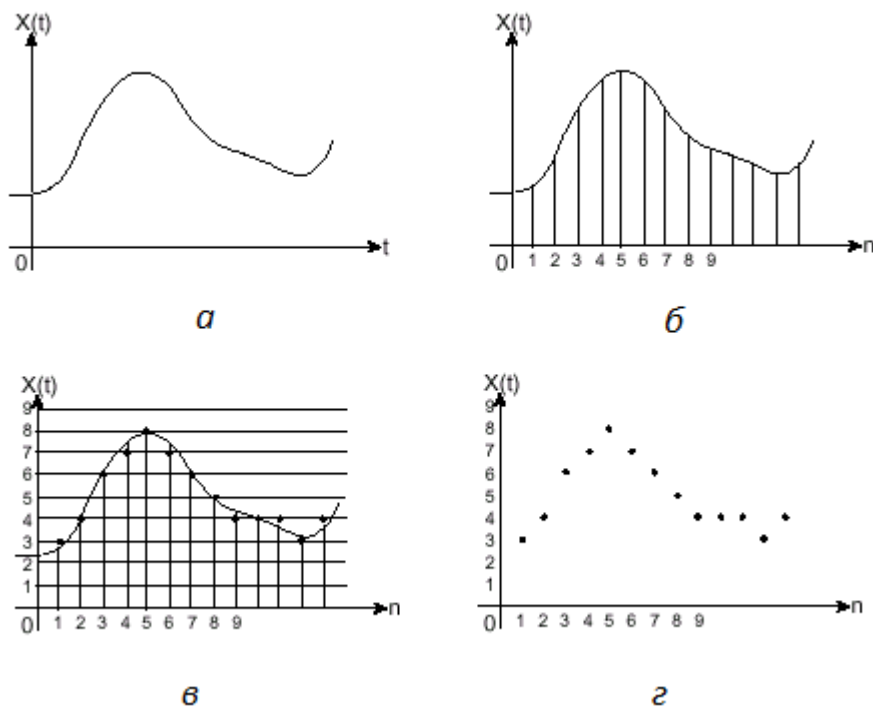


Рис.1.1. Оцифровування сигналу:

a – вхідний сигнал; $б$ – дискретний сигнал;

$в$ – квантований сигнал; $г$ – оцифрований сигнал

Блок-схема цифрової системи обробки звукових сигналів, в якій використовується АЦП з імпульсно-ковою модуляцією, зображена на рис.1.2. [2] Вихідний сигнал процесора надходить в систему цифро-аналогового перетворення. ФНЧ – фільтр нижніх частот, що послабляє

складові, що лежать поза діапазону Найквіста; СЗВ - схема запам'ятовування відліків, яка зберігає відлік вхідного сигналу протягом циклу перетворення; СП - аналогова схема порівняння, що порівнює відлік з його апроксимацією, отриманою в ЦАП; ЦАП - блок цифро-аналогового перетворення з цифровим вхідним і аналоговим вихідним сигналами; РПА - регістр запам'ятовування послідовних апроксимацій, в якому виконується перетворення.

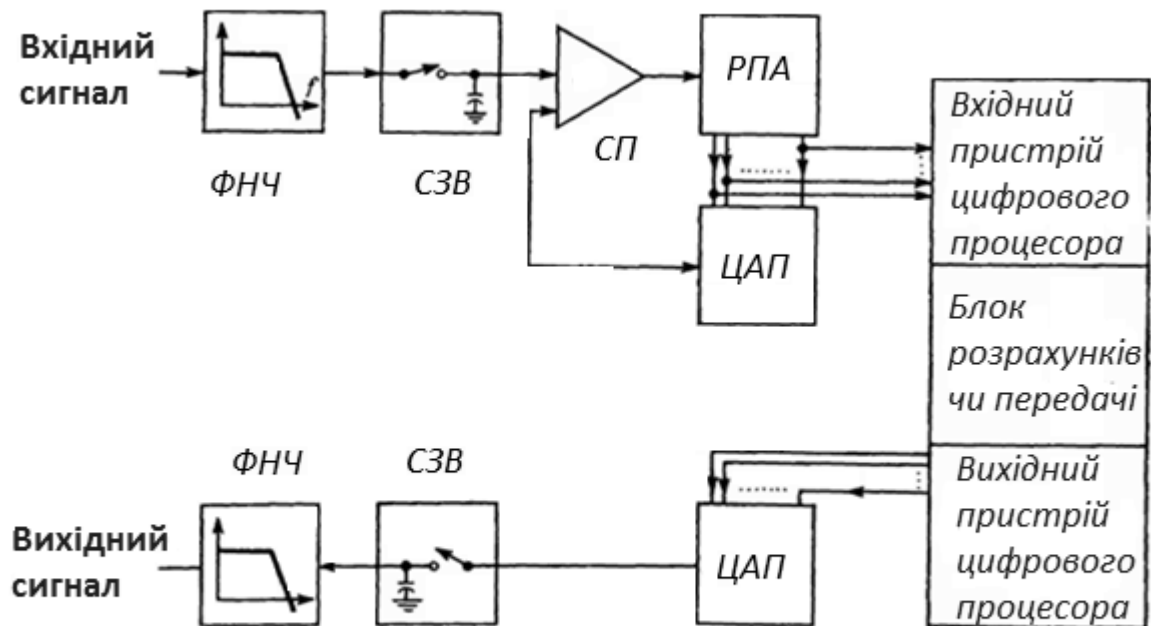


Рис. 1.2. Блок-схема системи аналого-цифрового перетворення, призначеної для введення сигналу в цифровий процесор

На вході системи включений АЦП, а на виході – цифро-аналоговий. Вхідний сигнал пропускається через фільтр нижніх частот, що усуває накладення спектрів, і дискретизується, причому аналоговий сигнал зберігається в незмінному вигляді протягом усього циклу перетворення. За допомогою цифрової логічної схеми визначається кодова комбінація, яка після перетворення в відповідну аналогову величину апроксимує значення відліку вхідного сигналу. Ці кодові комбінації (по одній на кожен відлік) і

утворюють цифровий варіант вхідного сигналу. Вихідна напруга перетворювача встановлюється за допомогою набору транзисторних ключів, що утворює своєрідний двійковий потенціометр. Число розрядів, представлене числом ключів, визначає число одержуваних рівнів напруги і, отже, роздільну здатність перетворювача. Цифрова логічна схема визначає найкраще наближення до значення відліку аналогового сигналу і робить це з допомогою ряду послідовних наближень, що починаються зі старшого розряду і закінчуються молодшим розрядом. Першим замикається ключ старшого розряду, і схема порівняння визначає, чи перевищує отримана напруга вхідний сигнал. Якщо перевищує, то розряд скидається, а якщо немає, то залишається. Процес послідовної перевірки розрядів триває до тих пір, поки не буде визначено значення наймолодшого розряду [1].

На виході цифрової системи відбувається зворотній процес. Кодова комбінація вводиться в вихідний регістр ЦАП, що містить ключову схему, аналогічну тій, що була застосована в АЦП. Відлік, сформований з кодової комбінації, зберігається в систему запам'ятовування відліків до надходження наступного коду. Фільтр нижніх частот послаблює високочастотні компоненти, що лежать вище частоти Найквіста, а апертурний фільтр коригує загасання в області верхніх частот, що вноситься вихідною запам'ятовуючою схемою.

Як уже згадувалося, число двійкових розрядів, використовуваних в процесі перетворення, визначає число дискретних рівнів, за допомогою яких можна представляти аналоговий сигнал. Лінійний n -розрядний перетворювач має 2^n рівнів і дозволяє перетворювати сигнали амплітудою до 2^{n-1} рівнів. Максимальна похибка квантування дорівнює половині рівня. Якщо перетворюються широкосмугові сигнали великої величини, то помилки квантування можна представити у вигляді послідовності статистично незалежних випадкових величин з рівномірним розподілом. У цих умовах помилки квантування утворюють стаціонарний білий шум еквівалентний звичайному шуму, що присутній в аналогових системах.

Якість звукових систем зазвичай характеризують величиною їх динамічного діапазону. Вона дорівнює відношенню рівнів найбільшого сигналу, що не викликає нелінійних спотворень, і найменшого сигналу, помітного у власних шумах системи. Таким чином, величина динамічного діапазону дорівнює максимальному значенню відношення сигнал / шум (S/N) коли шум є адитивним і стаціонарним.

В цифро-аналоговому перетворювачі

$$S / N \approx 6n \text{ (дБ)}, \quad (1.1)$$

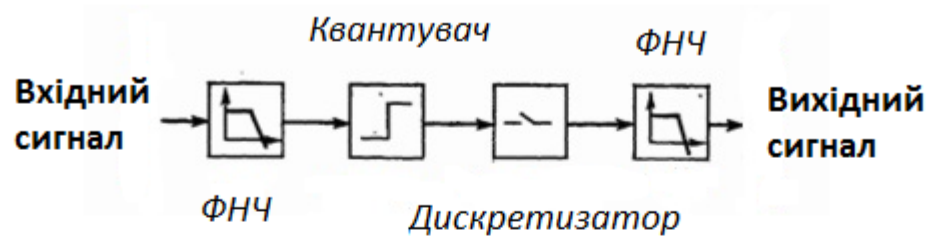
де n - число розрядів кодової комбінації. Якщо сигнал малий за величиною або має вузькосмуговий характер, то похибки квантування, що виходять в процесі аналого-цифрового перетворення, більше схожі на спотворення складного виду, ніж на шум. Розглянемо, наприклад, перетворення слабого синусоїдального коливання, зміщеного по напрузі так, що його «середина» потрапляє в точку переходу від одного рівня АЦП до іншого, а амплітуда дорівнює величині рівня (кроку квантування). Квантований сигнал має форму меандру і складається з нескінченної низки непарних гармонік. В даному випадку помилки квантування призводять до результату, еквівалентному гармонійним спотворенням в аналогових системах. Однак залежність величини цих спотворень від рівня сигналу відрізняється від відповідної залежності в аналогових системах. В аналогових системах коефіцієнт гармонік зростає зі збільшенням рівня сигналу, хоча для нескінченно малих сигналів систему можна вважати абсолютно лінійною. У розглянутому вище прикладі переходи між сусідніми рівнями квантування дають результат, подібний результату, що можна одержати після ідеального обмежувача, який пригнічує компоненти з найбільшими амплітудами. Тут спотворення збільшуються зі зменшенням рівня сигналу [1].

Якщо слабкий сигнал має високу частоту, то механізм спотворення ускладнюється за рахунок дискретизації, що виконується в процесі

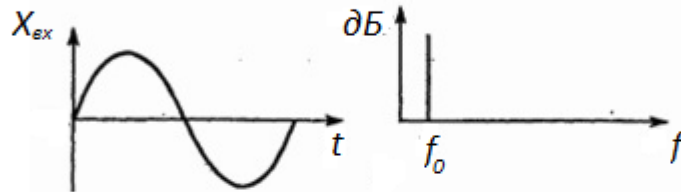
перетворення. Гармоніки меандру, обумовлені похибкою квантування, при дискретизації як би перемножуються з сигналом, частота якого дорівнює частоті взяття відліків, і утворюють комбінаційні коливання, що потрапляють в основну смугу [3]. Якби ці гармоніки були присутні у вихідному сигналі, то вони були б відфільтровані вхідним фільтром нижніх частот, який затримує всі компоненти сигналу, що виходять за частоту Найквіста. Однак якщо такі гармоніки вносяться після фільтра нижніх частот, то викликані ними перешкоди знищити неможливо. Цей процес пояснюється на рис. 1.3. Нехай частота дискретизації дорівнює 31 кГц. Тоді п'ята гармоніка вхідного сигналу з частотою 6 кГц за рахунок ефекту накладення частот утворює шумову складову з частотою 1 кГц. Гармоніки, що виникають при квантуванні, і утворені ними комбінаційні частоти створюють дуже неприємний звук, іноді званий шумом дроблення. Зі збільшенням амплітуди вхідного синусоїдального сигналу коефіцієнт кореляції між сигналом і похибкою зменшується від 0,5 до 0,01 і менше [4], проте потужність кожної гармоніки шуму дроблення залишається майже незмінною [1]. Компоненти, пов'язані з накладенням частот, зникають повністю, лише коли вхідний сигнал стає широкосмуговим.

Існує кілька способів, що дозволяють позбутися від неприємних ефектів, пов'язаних з шумом дроблення. Найбільш очевидний підхід полягає в збільшенні числа розрядів квантувача до такої міри, щоб рівень комбінаційних гармонік, що виникають через помилки квантування, опустився за поріг сприйняття. Другий підхід полягає у використанні адитивного допоміжного розгойдуючого шуму (*dither noise*) [5], що змушує помилку квантування змінюватися від одного відліку до іншого більш-менш випадковим чином. Простим наближенням до розгойдування шуму, що має рівномірну густину імовірності, є адитивний гаусівський шум. Крім того, можна застосовувати такі методи аналого-цифрового перетворення, в яких роль розгойдування гратимуть коливання граничного циклу, що виникають в

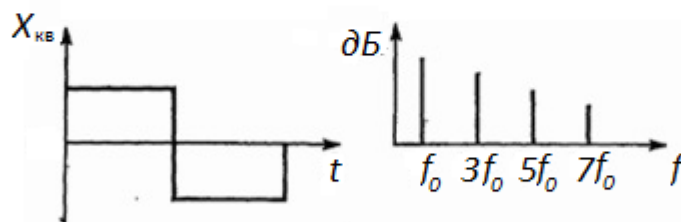
процесі перетворення [6]. Якщо регулярний характер помилки квантування вдається придушити, то її можна розглядати як аналоговий шум.



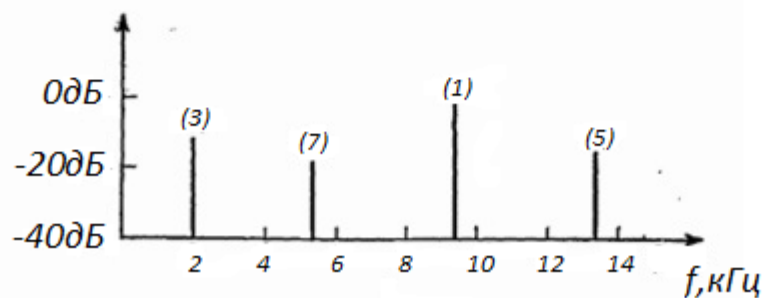
а



б



в



г

Рис. 1.3. Пояснення процесу виникнення шуму дроблення при малих рівнях синусоїдального вхідного сигналу

Подібні і настільки ж неприємні явища відбуваються і в тому випадку, коли вхідний сигнал перевищує максимально допустимий рівень квантувача

або запам'ятовуючого підсилювача в дискретизаторі. Ця проблема зустрічається особливо часто в зв'язку з тим, що в різних звукових системах зазвичай вводять попередні спотворення, що виражаються в підйомі частотних характеристик в області верхніх частот [4]. При обмеженні сигналу в підсилювачах виникають шумові компоненти, що лежать за частотою Найквіста. При цьому спектральна густина сигналу в районі однієї третини частоти дискретизації може збільшуватися, а разом з нею зростає і ймовірність перевантаження підсилювачів. Частоти, що лежать поблизу однієї третини частоти дискретизації, найбільш небезпечні з точки зору симетричних спотворень, так як їх третя гармоніка дорівнює частоті дискретизації. Оскільки частота компонент утворюються за рахунок накладення спектрів, виявляється нижче частоти сигналу, що їх породжує, то музичний сигнал зазвичай не маскує ці компоненти. Такий вид перешкоди часто називають «цвірінканням» («*birds*»), оскільки звучання перешкоди нагадує спів птахів. З технічної точки зору ці перешкоди ідентичні шуму дроблення. Щоб подолати подібну складність, вхідний підсилювач АЦП розраховується зазвичай так, щоб максимальний рівень сигналу був на 3 дБ нижче останнього рівня АЦП. Запас необхідний тому, що меандр, профільтрований фільтром нижніх частот, перетворюється в синусоїду з амплітудою, що перевищує рівень початкового сигналу. Рекомендується також застосовувати стискаючі або обмежуючі підсилювачі, керовані напругою, що знімається з пам'ятної схеми дискретизатора.

Більш тонкі ефекти, пов'язані з обмеженням або квантуванням, спостерігаються тоді, коли рівні квантування в АЦП або ЦАП через виробничі похибки розташовуються нерівномірно або ж підсилювач, що запам'ятовує відлік вхідного сигналу, має витік в режимі запам'ятовування і не забезпечує сталості відліку. У обох випадках еквівалентна нелінійність розташовується після фільтру нижніх частот. Гірше того, ці ефекти в найбільшій мірою проявляються в середині діапазону перетворення, що є робочою зоною при квантуванні слабких сигналів [5].

«Цвірінькання», що виникає в вихідному сигналі цифро-аналогового перетворювача, має інший механізм утворення. Вихідна запам'ятовуюча схема зазвичай має витікання, що призводять до зменшення напруги в інтервалах між моментами зміни відліків по закону, близькому до лінійного. Було показано що відмінність між ідеальним запам'ятовуючим пристроєм і системою з постійним спадом створює похибку виду

$$E = \text{sign}\{x_n - x_{n-1}\} \cdot (x_n - x_{n-1})^2 \quad (1.2)$$

де x_n – n -й відлік аналогового сигналу на виході ЦАП. Похибку можна усунути, якщо в пам'ятною схемою ввести інтегрування на інтервалі між відліками, що лінеаризує перехід від відліку до відліку [1].

1.2 Диференціальна та адаптивна диференціальна імпульсно-кодова модуляція

Звуження смуги частот, необхідної для передачі цифрового сигналу класичної ІКМ, можливе тільки за рахунок зменшення розрядності кодової комбінації, що призводить до збільшення кроку квантування і, отже, до зниження захищеності сигналів від шумів квантування. Цей недолік можна значно зменшити, якщо скористуватися кореляційними зв'язками між сусідніми відліками сигналів, що будуть передаватися, і квантувати і кодувати не абсолютні величину відліку, а різницю між попереднім і наступним відліками вихідного сигналу.

Системи передачі, де кодування піддаються різниці сусідніх відліків, називаються цифровими різницеvими системами.

Оскільки діапазон різниць між відліками менше самих відліків, то для кодування потрібна менша кількість розрядів при тій же захищеності від шумів квантування, що призведе до зменшення смуги частот в порівнянні з

класичною ІКМ. Одним із способів формування цифрового сигналу з використанням цього принципу є ДІКМ.

Сукупність пристроїв, які формують цифровий сигнал на основі ДІКМ, називається ДІКМ-кодером, а пристрої, які виконують зворотні перетворення, називаються ДІКМ-декодером. ДІКМ-кодер і ДІКМ-декодер утворюють ДІКМ-кодек.

Найпростішим способом отримання різниці сусідніх відліків для ДІКМ-кодера є запам'ятовування попереднього вхідного відліку безпосередньо в аналоговій пам'яті і використання віднімаючого аналогового пристрою для отримання різниці, яка потім квантується і кодується. На приймальному кінці прийнята цифрова послідовність спочатку декодується, в результаті відновлюється послідовність квантованих збільшень сигналу в моменти відліків, а потім шляхом послідовного підсумовування за допомогою інтегратора вони перетворюються в послідовність квантованих відліків сигналу і далі в вихідний аналоговий сигнал. Структурна схема такої реалізації ДІКМ-кодека показана на рис. 1.4. Вхідний сигнал проходить через ФНЧ. Потім він потрапляє на ЕЗ – елемент затримки сигналу, на час, що дорівнює періоду дискретизації. Два отриманих сигнали (той, що пройшов крізь ФНЧ та той що пройшов крізь ФНЧ і ЕЗ) потрапляють диференційний підсилювач ДП, що виконує роль віднімача, на виході якого виходить різницевий сигнал. Потім сигнал проходить послідовно через дискретизатор Дискр, кодер, декодер, інтегратор Інтегр що перетворює сигнал на виході декодера в ступінчатий сигнал, який за допомогою ФНЧ прийому перетворюється в сигнал що відрізняється від вхідного сигналу наявністю шумів квантування і властивих ДІКМ спотворень [6].

На рис. 1.5 приведена схема кодека ДІКМ, що містить в передавальній частині ланцюг зворотного зв'язку, що включає в себе декодер і інтегратор.

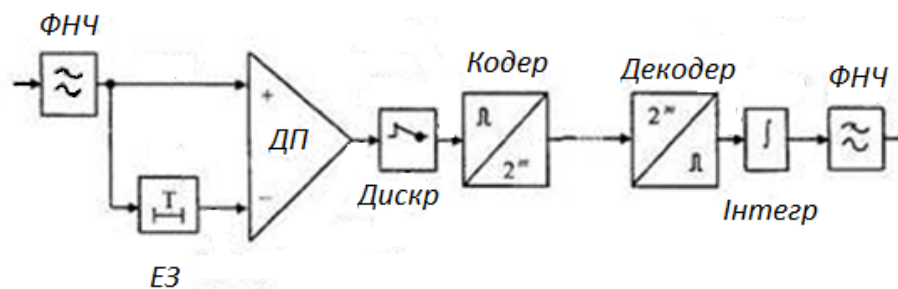


Рис. 1.4. Структурна схема ДІКМ кодека

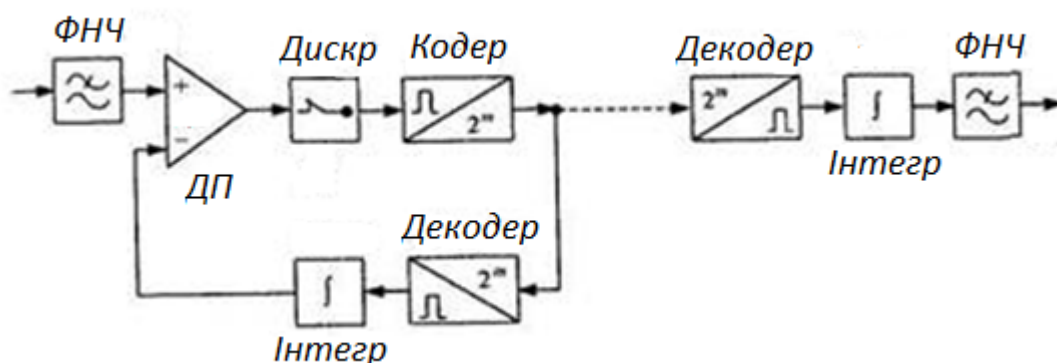


Рис. 1.5. Структурна схема кодека ДІКМ зі зворотнім зв'язком

Перевага реалізації кодека ДІКМ з ланцюгом зворотного зв'язку полягає в тому, що при цьому шуми квантування не накопичуються. Якщо сигнал в ланцюзі зворотного зв'язку відхиляється від вхідного в результаті накопичення шумів квантування, то при наступній операції кодування різницевого сигналу це відхилення автоматично компенсується. В системі без зворотного зв'язку вихідний сигнал, що формується декодером на протилежному кінці лінії, може необмежено накопичувати шуми квантування. Часові діаграми, що пояснюють принцип роботи кодека ДІКМ, наведені на рис. 1.6 [6].

У початковий момент часу t_1 сигнал на виході інтегратора відсутній, а сигнал на виході диференціального підсилювача (ДП) відповідає безперервному сигналу. Дискретний відлік з амплітудою C квантується і кодується в кодєрі та потім через декодер надходить на інтегратор (Інтегр),

який запам'ятовує його значення до моменту часу t_2 (тобто на час, що дорівнює періоду дискретизації). У момент часу t сигнал на неінвертуючому вході ДП (+) дорівнює аналоговому сигналу C_2 , а на інвертуючому вході (–) – C_1 . На виході ДП отримуємо різницевий сигнал. Після квантування і кодування в лінію надходить кодова комбінація, відповідна різниці двох сусідніх відліків. По ланцюгу зворотного зв'язку через декодер амплітуда відліку C_2 надходить на інтегратор і запам'ятовується їм до певного моменту. У цей момент часу знову відбувається визначення різниці, її квантування і кодування і т.д. Коли сигнал на виході інтегратора більше вхідного аналогового сигналу, різниця на виході ДП буде негативною. Після квантування, кодування і декодування на виході інтегратора вийде негативний стрибок сигналу на величину цієї різниці. Як видно з рис. 1.6, значення різниць відліків менше самих відліків, тому при однаковому кроці квантування число розрядів в кодовій комбінації при ДІКМ менше, ніж при звичайній ІКМ, або при однаковій кількості розрядів шуми квантування зменшуються [5].

Ефективність ДІКМ можна проілюструвати наступним прикладом. Нехай перетворення на основі ДІКМ піддається синусоїдальний сигнал частотою 800 Гц і амплітудою U_c

$$C(t) = U_c \cdot \sin(2\pi \cdot 800t) \quad (1.3)$$

Амплітуду різницевого сигналу можна отримати шляхом диференціювання $C(t)$ і множення її на часовий інтервал між відліками

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{8000} \quad (1.4)$$

$$\frac{d(c)}{dt} = U_c \cdot 2\pi \cdot 800 \cdot \cos(2\pi \cdot 800t) \quad (1.5)$$

$$|\Delta c| = \frac{U_c \cdot 2\pi \cdot 800}{8000} = 0,628U_c \quad (1.6)$$

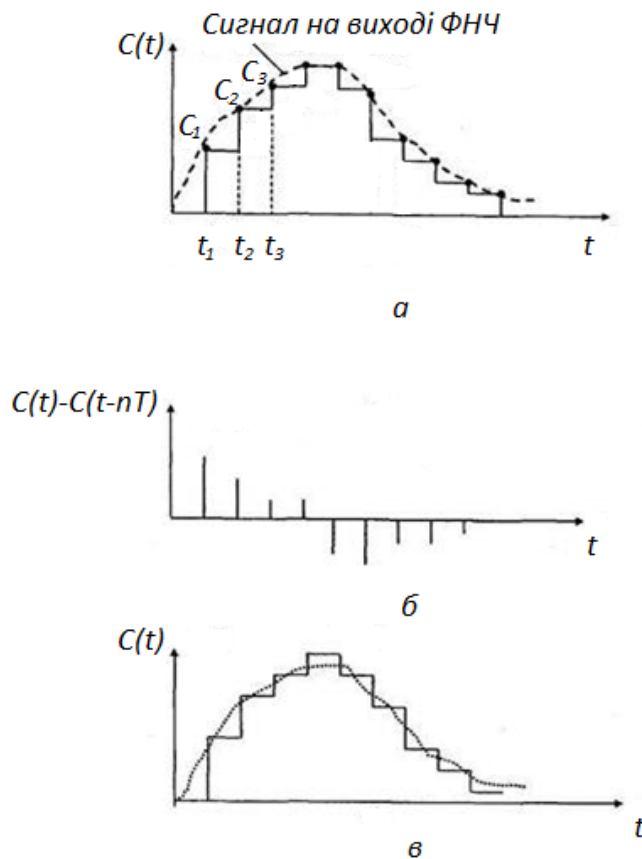


Рис. 1.6. Часові діаграми формування ДІКМ сигналу:

а – визначення різницевого сигналу; *б* – різницевий сигнал на виході ДП; *в* – формування сигналу на виході декодера

Розглянутий приклад дозволяє зробити висновок, що при однаковій якості в системі передачі на основі ДІКМ можна використовувати на 2/3 розряду менше, ніж в системі з звичайної ІКМ [4].

Кодери і декодери ДІКМ можуть бути виконані різними способами в залежності від поділу функцій обробки сигналу між аналоговими і цифровими ланцюгами. В одному випадку функції диференціювання (формування різницевого сигналу) і інтегрування можуть бути реалізовані за допомогою аналогових ланцюгів, в іншому випадку вся обробка сигналів може бути виконана цифровим способом.

У системах ДІКМ з аналоговим диференціюванням і інтегруванням аналого-цифровому перетворенню піддається різницевий сигнал, а цифро-аналоговому в колі зворотного зв'язку – кодова комбінація різницевого сигналу. Для інтегрування використовуються аналогові підсумовуючі і запам'ятовуючі пристрої.

У зв'язку з широким впровадженням інтегральних мікросхем з великим ступенем інтеграції (ВІС) все більше застосування знаходять системи ДІКМ, де вся обробка сигналу виконується за допомогою цифрових логічних схем. Аналого-цифровий перетворювач формує кодові комбінації, відповідні відлікам з повним амплітудним діапазоном (як у звичайній ІКМ), які потім порівнюються з кодовими комбінаціями попереднього відліку, формуючи цифрову різницю.

Декодери у всіх розглянутих варіантах реалізуються так само, як ланцюги зворотного зв'язку відповідних кодерів. Це пов'язано з тим, що в колі зворотного зв'язку формується апроксимація вхідного сигналу (затриманого на один період дискретизації). Якщо в тракці передачі ДІКМ сигналу не відбуваються помилки, то сигнал на виході декодера (перед фільтрацією) ідентичний сигналу в колі зворотного зв'язку.

Для сигналів що повільно змінюються ДІКМ не має великих переваг в порівнянні зі звичайною ІКМ. Так, для телефонного сигналу при частоті дискретизації 8 кГц вииграш у відношенні сигнал-шум складає приблизно 2,5 рази або близько 4 дБ, що відповідає економії 0,67 розряду (розглянутого раніше прикладу). Такий вииграш навряд чи окупає ускладнення апаратури при передачі телефонних сигналів.

При передачі сигналів звукового мовлення, які мають ту ж кореляційну функцію, частота дискретизації дорівнює 32 кГц. Аналогічні розрахунки показують, що в цьому випадку вииграш від застосування різницевих методів становить понад 15 дБ. Це дозволяє зменшити число разрядів кодової комбінації на два-три. Ще більшим виявляється вииграш при передачі відеосигналу, основна енергія яких зосереджена в області нижніх частот.

Доведено, що застосування ДІКМ для передачі телевізійних сигналів дозволяє з урахуванням особливостей сприйняття відеосигналів зменшити число розрядів в кодової комбінації з семи-дев'яти до чотирьох-п'яти [2].

Найбільшим спотворенням квантування при ДІКМ піддаються різницеві сигнали малої величини. Для зменшення цих спотворень можна застосувати нерівномірне квантування, при якому крок квантування зростає в міру збільшення значення різницевого сигналу. Такий метод різницевого кодування називається адаптивною диференціальної імпульсно-ковою модуляцією (АДІКМ), оскільки при цьому відбувається адаптація величини кроку квантування до параметрів кодованого сигналу. Функціональна схема кодека АДІКМ приведена на рис. 1.7. [3]

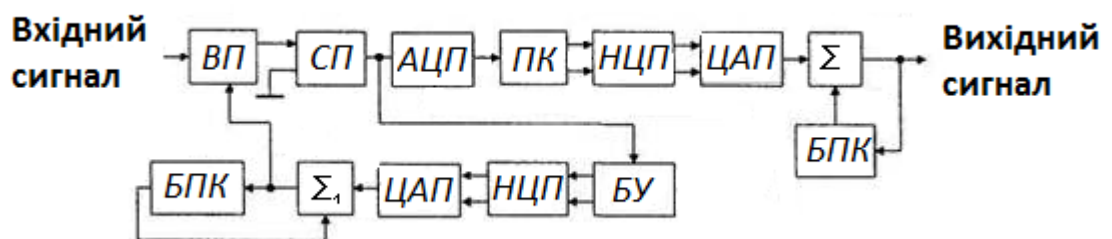


Рис. 1.7. Функціональна схема кодека АДІКМ

На виході віднімаючого пристрою ВП формується різницевий сигнал, одержуваний як різниця вхідного сигналу і сумарного сигналу передбачення і його різниці, який формується кодеком. Кодек АДІКМ являє собою замкнену систему з ланцюгом зворотного зв'язку, в яку включено блок прогнозу і корекції (БПК). На передавальній стороні передбачене значення $S_{пр1}$ формується з попередніх відліків вхідного сигналу в БПК, які надходять на суматор. На другий вхід суматора надходить різницевий сигнал який формується схемою порівняння СП, блоком управління ВУ, нелінійним цифровим перетворювачем НЦП, які представляють експандер з коефіцієнтом експандування, що змінюються під дією сигналів від блоку управління ВУ. Цим самим змінюється крок квантування відповідно до змін

крутизни вхідного сигналу i , отже, здійснюється процес адаптації. Процес зважування контролюється схемою порівняння СП, другий вхід якої має нульовий потенціал. Пристрій для формування коду АЦП формує кодову комбінацію, відповідну різницевому сигналу. На приймальній стороні перетворення відбуваються в зворотному порядку, тільки перетворювач коду ПК формує цифрову комбінацію, відповідну в паралельному коді.

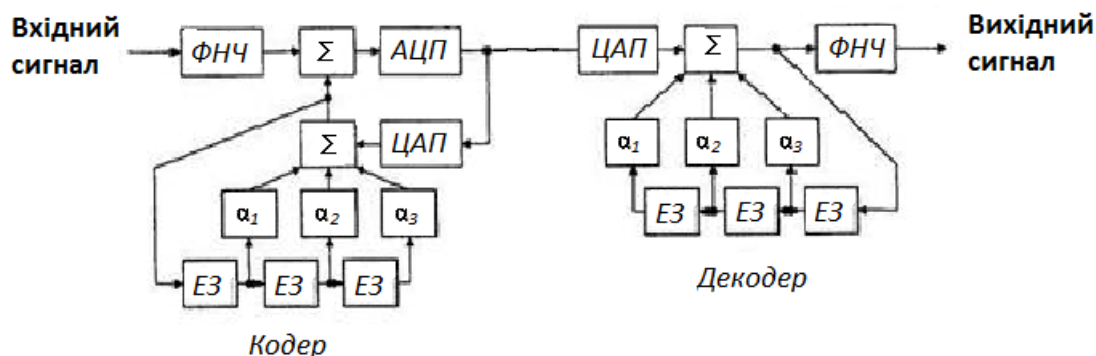


Рис. 1.8. Система ДІКМ з трьома порядками передбачення

З більш загальної точки зору ДІКМ є особливого роду лінійний блок прогнозу і корекції з кодуванням і передачею помилок. Сигнал в колі зворотного зв'язку систем з ДІКМ (рис. 1.8 і рис. 1.10) являє собою передбачення першого порядку значення наступного відліку, а різниця між значеннями відліків є помилкою прогнозу. З цієї точки зору реалізацію ДІКМ можна розширити таким чином, щоб включити в ланцюг прогнозування значення більш ніж одного прогнозу (значення більше одного попереднього відліку). За рахунок цього додаткова надмірність, яку видобувають із всіх попередніх відліків, може бути виважена і підсумована для отримання кращої оцінки значення наступного вхідного відліку. У зв'язку з покращеною оцінкою діапазон помилок прогнозування зменшується, що дає можливість кодування з меншим числом розрядів. Для систем з постійними коефіцієнтами прогнозування велика частина реалізованого виграшу досягається, коли використовуються значення тільки трьох послідовних

відліків. Типовий варіант кодера з лінійним передбаченням на основі значень трьох останніх відліків, наведено на рис. 1.8, де α – ваговий коефіцієнт. Можлива реалізація запам'ятовуючих пристроїв ЗП (інтеграторів) засобами як аналогової, так і цифрової схемотехніки [2].

Раніше зазначалося, що з ДІКМ і АДІКМ (прогноз першого порядку) зазвичай виходить зменшення розрядності кодової комбінації відповідного відліку на один розряд в порівнянні з числом розрядів в системах з ІКМ при еквівалентних показниках якості передачі. У системах з ДІКМ з прогнозом третього порядку (рис. 1.11) може бути досягнуто зменшення на 1,5 ... 2 розряду. Таким чином, ДІКМ з прогнозом може забезпечити порівнянне з ІКМ якість при швидкості передачі 48 кбіт / с.

1.3 Дельта-модуляція

При дельта-модуляції (ДМ) в цифровому вигляді представляється різниця величин послідовних відліків сигналу [5]. Основною перевагою перетворювачів, що входять в даний клас, є простота конструкції, так як тут на відміну від ІКМ не вимагаються порозрядне зважування, яке запам'ятовують підсилювачі, фільтри для усунення накладення спектрів, нормування та деталі з підвищеною точністю номіналів. Проте в такій системі можна отримати високі значення S/N , наприклад, 65дБ. Недоліком дельта-модуляції є те, що для досягнення заданої якості сигналу зазвичай необхідна набагато більша швидкість передачі інформації, ніж при використанні ІКМ. Тому ДМ краще підходить для тих систем, де неприпустимі великі витрати на зберігання або обробку відліків [1].

Однорозрядний дельта-модулятор, зображений на рис. 1.9, утворює найпростіший АЦП. Вхідний сигнал порівнюється з сигналом, що виробляється в блоці апроксимації (БА). На виході схеми порівняння з'являються виконавчі одиниці або нулі, які з кожним тактовим імпульсом надходять в Д-тригер (D). Якщо різниця між вхідним сигналом і

апроксимованим значенням додатна, то виробляється двійкова одиниця; якщо різниця від'ємна – то двійковий нуль. У блоці апроксимації при надходженні двійкової одиниці створюється струм додатного спрямування, а для двійкового нуля – від'ємного спрямування. У нормальних умовах вихідний сигнал блоку апроксимації буде порівняно близький до вхідного сигналу. Оскільки в даний блок надходить такий самий потік двійкових цифр, що і в передавач, то в приймальнику буде вироблятися аналогічний апроксимуючий сигнал [3].

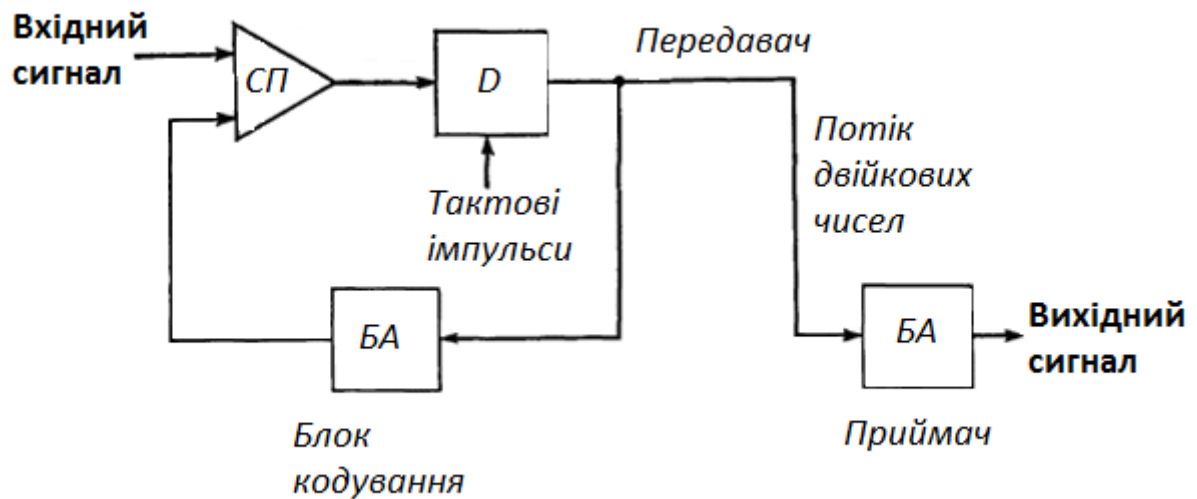


Рис. 1.9. Однорозрядна система дельта-модуляції.

На кожному тактовому інтервалі виноситься бінарне рішення шляхом порівняння рівня вхідного сигналу з величиною апроксимованого попереднього відліку, що зберігається в модуляторі. Якщо сигнал більше апроксимованого значення, то до останнього додається фіксований приріст, і навпаки, якщо сигнал менше попереднього відліку, приріст віднімається. Процес повторюється для кожного відліку, і апроксимоване значення сигналу весь час утримується поблизу істинного значення вхідного сигналу. Точність апроксимації прямо пов'язана з величиною приросту. Однорозрядні числа, на підставі яких в кодері будується апроксимоване значення вхідного сигналу,

можна передати в інше місце і там відновити по ним ту ж саму величину сигналу (рис 1.10).

За однорозрядного перетворення виникають два види спотворень сигналу. Якщо вхідний сигнал швидко збільшується, то апроксимоване значення сигналу не встигає наростати слідом за ним, так як максимальна швидкість зміни вихідного сигналу дорівнює всього одному кроку квантування за інтервал дискретизації. Це призводить до затягування фронтів вхідного сигналу (*slope overload*), відомому також під назвою «обмеження швидкості зміни» (*slew-rate limiting*) або «обмеження першої похідної» (*clipping of the first derivative*) [6]. Другим видом спотворень є грубі помилки при слабких сигналах, коли величина сигналу менше одиниці приросту вихідного сигналу. В цьому випадку виникає коливання щодо істинного значення сигналу, відповідні шуму квантування в перетворювачі з ІКМ. Такий вид спотворень називають також шумом дроблення [1].

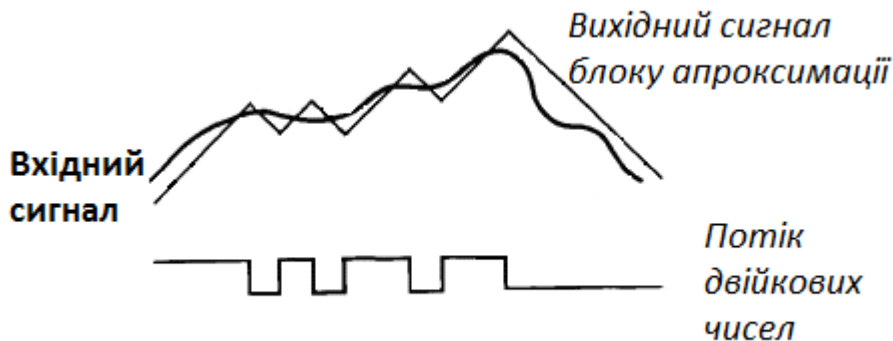


Рис. 1.10. Сигнали в системі дельта-модуляції: вхідний, вихідний в блоці апроксимації і переданий потік двійкових чисел, на основі якого в приймачі створюється апроксимуючий сигнал

Якість роботи одноразрядного перетворювача повністю визначається частотою дискретизації і, отже, швидкістю створення інформації. При заданій величині кроку квантування створюється шум дроблення певного рівня, а максимальне значення сигналу визначається допустимою швидкістю

зміни сигналу і його частотою. Подвоюючи частоту дискретизації, можна в два рази підвищити допустиму швидкість зміни і тим самим при незмінній частоті подвоїти максимальну амплітуду сигналу. Якщо ж зберегти швидкість зміни сигналу і в два рази зменшити крок квантування, то шум дроблення знизиться вдвічі. Можна знайти оптимальну величину кроку квантування, яка визначається статистичними властивостями вхідного сигналу, при якій відношення сигнал / шум стає максимальним. При такому аналізі помилки, пов'язані із затягуванням фронтів і шумом дроблення, виражаються одним загальним показником. Однак виявилось, що слухове сприйняття затягування фронтів сильніше залежить від потужності помилки в похідній звукового сигналу, ніж від потужності помилки в самому звуковому сигналі. Крім того, затягування фронтів характерно для випадку високочастотних сигналів, які перешкоджають сприйняттю комбінаційних гармонік. З іншого боку, шум дроблення проявляється тоді, коли рівень сигналу стає малим [1].

Однією з характеристик звуковідтворювальної системи є ширина динамічного діапазону $S / N_{\text{бс}}$, причому найчастіше вимірюється на частоті 1 кГц [7]. Цю частоту зазвичай застосовують і для визначення максимальної величини основного тону довгих музичних нот. Складові більш високих частот або є слабшими обертонами основного тону, або виникають в невстановлених процесах, викликаних грою ударних інструментів. Можна показати, що для простого одноразрядного дельтамодулятора $S / N_{\text{бс}}$ визначається співвідношенням

$$S / N_{\text{бс}} = \frac{0,2 f_0^{1,5}}{f_s W^{0,5}} \quad (1.7)$$

де f_s – частота дискретизації, f_0 – частота синусоїдального сигналу, W_0 – ширина смуги, в якій вимірюється потужність шуму. При дискретизації з

частотою 500 кГц коли швидкість створення інформації дорівнює 500 кбіт/с для синусоїдального сигналу з частотою 1 кГц можна досягти $S / N_{\text{бс}} = 50$ дБ, якщо допустима ширина смуги кодованого сигналу дорівнює 14 кГц. Зауважимо, що ця цифра значно менше, ніж для ІКМ-перетворювача, розглянутого вище. Неважко знайти причину такого розходження. При ДМ подвоєння швидкості створення інформації (тобто частоти дискретизації) збільшує співвідношення сигнал/шум лише на 9 дБ, а подвоєння розрядності в перетворювачі з ІКМ збільшує $S / N_{\text{бс}}$ експоненціально (подвоює його значення в децибелах). Тому там, де потрібні великі значення дельта-модулятор є не кращим варіантом [3].

Пояснити сказане можна такими міркуваннями. Подвоєння частоти дискретизації дозволяє зменшити крок квантування тільки вдвічі (на 6 дБ) і вдвічі розширити смугу частот, в якій розподіляється шум квантування. Останнє знижує спектральну щільність шуму на 3 дБ. Щоб отримати в системі з ДМ задовільну якість звуку, частота дискретизації повинна становити кілька мегагерц і настільки ж високою повинна бути швидкість створення інформації. Однак при низькій частоті дискретизації і відповідно низький $S / N_{\text{бс}}$ лінійний дельта-модулятор виявляється не гірше звичайного перетворювача з ІКМ. Тому ДМ більше підходить для передачі мови по телефону, ніж для високоякісних систем звуковідтворення.

У блоці апроксимації (рис. 1.12) замість простого інтегратора або фільтра нижніх частот можна застосувати інтегруючий ланцюг другого порядку. В цьому випадку $S / N_{\text{бс}}$ виражається формулою

$$S / N_{\text{бс}} = \frac{0,026 f_0^{2,5}}{f_s W^{1,5}} \quad (1.8)$$

де f_s – частота дискретизації, f_0 – частота синусоїдального сигналу, W – смуга частот, в якій вимірюється шум квантування. Для тих же значень

частоти сигналу (1 кГц) і смуги (14 кГц) відношення S / N_{bc} збільшується від 50 майже до 65 дБ. Однак для отримання цього виграшу доводиться долати нові труднощі.

Одна з них полягає в тому, що характеристики шуму стають залежними від стійкості системи. Справа в тому, що якщо не вжити спеціальних заходів у процесі конструювання пристрою, то затримка між відліку і фазовий зсув в інтегруючого ланцюга другого порядку можуть дати набіг фази, що перевищує 180° .

В системі другого порядку перевантаження призводять до обмеження не першою, а другою похідною. Тому, щоб уникнути спотворень, максимально допустимий вхідний сигнал повинен зменшуватися зі швидкістю 12 дБ / октава. На практиці можливість появи чутних спотворень збільшується, так як в музиці високочастотні компоненти зменшуються з ростом частоти не надто швидко. В результаті частина додаткової ширини динамічного діапазону, створюваної інтегратором другого порядку, втрачається, оскільки вхідний сигнал доводиться зменшувати, щоб усунути помітні спотворення, пов'язані з обмеженням другої похідної.

Деяке додаткове поліпшення характеристик перетворювача можна отримати ретельним вибором характеристик його петлі. Безпосередньо перед схемою порівняння можна ввести компенсаційний фільтр, який управляється сигналом помилки. При цьому трохи погіршуються перехідні характеристики, але рівень шуму знижується приблизно на 8 дБ.

Вищеописаний дельта-модулятор другого порядку, ймовірно, виявиться цілком придатним для багатьох побутових звуковідтворюючих систем. Для подальшого поліпшення характеристик системи слід застосовувати адаптивні методи [5].

1.4 Адаптивна дельта-модуляція

При лінійній дельта-модуляції створюється шум з постійним рівнем і відношення $S / N_{\text{бс}}$ максимальне тільки при максимальній величині сигналу. При зменшенні сигналу пропорційно зменшується відношення $S / N_{\text{бс}}$, що взагалі характерно для будь-яких АЦП без регулювання характеристики перетворення. У дельта-модулятора, однак, можна застосувати варіант алгоритму перетворення з плаваючою комою, при якому значно збільшується $S / N_{\text{бс}}$ без зміни частоти дискретизації або швидкості створення інформації.

У системі, зображеній на рис. 1.11, величина кроку квантування змінюється в залежності від характеру сигналу. Якщо величина сигналу швидко збільшується, то крок квантування збільшується, щоб уникнути обмеження швидкості наростання вихідного сигналу. При малих сигналах крок квантування зменшується з тим, щоб знизити шум дроблення. Якість роботи АЦП залежить від властивостей алгоритму зміни кроку квантування і від величини діапазону зміни кроку квантування. Щоб правильно відновити сигнал в декодері, алгоритм узгодження кроку квантування повинен ґрунтуватися тільки на переданому потоці двійкових чисел, але не на вхідному сигналі АЦП. Тому логічно припустити, що рішення про час і величину зміни кроку квантування повинні спиратися на значення попередніх відліків сигналу [1].

У найпростішому випадку в такому алгоритмі можуть використовуватися тільки поточний і попередній відлік. Якщо обидва відліки мають однакові знаки, то крок квантування збільшується в P разів. В іншому випадку (тобто якщо відліки по черзі змінюють знаки $+$ і $-$) крок квантування зменшується в Q раз. Така система буде стійкою за умови

$$PQ \leq 1 \quad (1.9)$$

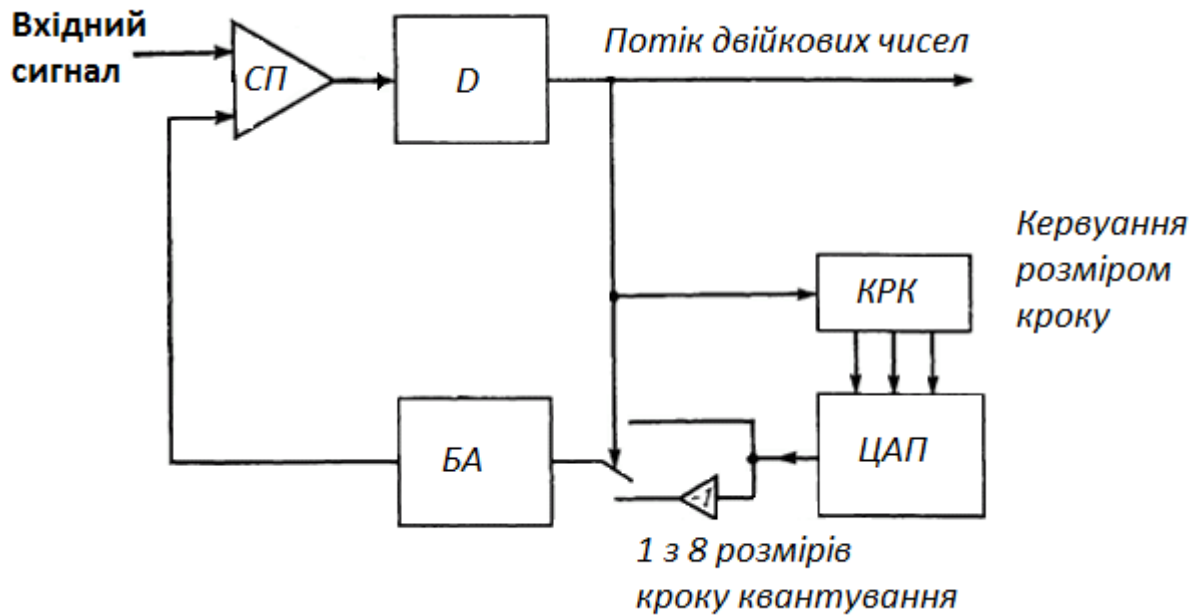


Рис. 1.11. Блок-схема перетворювача з адаптивною дельта-модуляцією. Двійкові числа на виході тригера керують знаком кроку поправки. Величина кроку регулюється. У наведеній схемі 3-розрядний ЦАП дозволяє отримати 8 розмірів кроку. Керуючий логічний пристрій визначає розмір кроку на основі попередніх двійкових чисел. Якщо, наприклад, утворюється послідовність двійкових одиниць, що вказує на недостатню швидкість наростання вихідного сигналу, то крок збільшується з тим, щоб сигнал в блоці апроксимації «наздогнав» вхідний сигнал. Якщо на виході тригера по черзі з'являються нулі і одиниці, що свідчить про коливання, то крок зменшується.

Якщо добуток перевищує одиницю, то нестійкість системи призводить до швидкого збільшення рівня шуму [1]. Коли добуток PQ приймає значення між 0,8 і 1, відношення S / N_{oc} залишається приблизно сталим. Для мовних сигналів можна стверджувати, що оптимальними є значення

$$P=1,5, \quad PQ=1 \quad (1.10)$$

якщо оптимізація заснована на вимірі потужності похибки. Однак у вимірах, що проводяться методом прослуховування, було встановлено, що оптимальне значення P близько до 1,2. Це, очевидно, викликано тим, що людям шум дроблення здається більш неприємним, ніж спотворення, пов'язані з перевантаженнями. При виборі $P=2$, $Q=0,5$ якість перетворення знижується незначно, але конструкція апаратури спрощується [3].

Даний алгоритм не можна вважати досконалим, оскільки при його використанні однакові знаки двох послідовних чисел завжди свідчать про недостатню швидкість зміни вихідного сигналу, а різні знаки - про наявність шуму дроблення. Поліпшити якість перетворення можна за рахунок визначення величини кроку квантування на основі не одного, а декількох попередніх чисел. Один з таких алгоритмів, в якому аналізувалося шість попередніх двійкових цифр замість однієї, дозволив збільшити S / N_{bc} майже на 8 дБ. Кількість попередніх чисел, на які слід спиратися при аналізі, сильно залежить від співвідношення частоти сигналу і частоти дискретизації. Чим більша їх кількість, тим більш плавно змінюються відліки сигналу. Вищенаведені цифри були взяті з роботи, присвяченій мовним сигналам, коли частота дискретизації була невисокою і перевершувала найбільшу частоту сигналу в 14 разів [7].

1.5 Вибір методу кодування та кодека для пристрою

Оскільки інформація повинна вводитися і перетворюватися для зберігання в цифровий вигляд, то необхідно використати кодек. Частоту дискретизації розраховуємо за теоремою Котельникова для точного відновлення періодичного сигналу необхідно взяти мінімум два відліку за період. Гранична частота, якої достатньо для розпізнавання людського голосу, складає 3500 Гц, тому частота дискретизації має складати щонайменше 7кГц. Візьмемо частоту дискретизації 8 кГц щоб мати певний запас [1].

Аналізуючи цю інформацію, можна прийти до висновку, що для найменшого енергоспоживання ми втрачаємо якість звуку. Тобто при розробці ми маємо розуміти, що потрібно встановити мінімальну якість, але пристрій має відтворювати звук допустимої якості, щоб користувач мав змогу зрозуміти ту звукову інформацію, яка була записана. Виходячи з мінімального допустимого потоку можна прийти до висновку що АДМ кодування в даному випадку використовувати доречно, оскільки необхідно лиш 1 біт для кодування, тобто потік ми отримаємо 8 кбіт/с [9].

На основі вище описаних вимог було обрано кодек *SMX649* від компанії *CML Microcircuits* [10]. Ця мікросхема має режим низького енергоспоживання, у якому вона споживає лиш 2,4 мА.

1.6 Висновки по розділу 1

Розглянуто найпоширеніші методи кодування звукової інформації. Визначено, що найменш енергозатратною є адаптивна дельта-модуляція. Для розроблення пристрою обрано кодек *SMX649*.

РОЗДІЛ 2

ОБРОБКА ОЦИФРОВАНОГО ЗВУКОВОГО СИГНАЛУ ТА РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ

2.1 Мікроконтролери

Мікроконтролер – комп'ютер на одній мікросхемі. Призначений для управління різними електронними пристроями і здійснення взаємодії між ними відповідно до закладеної в мікроконтролер програми. На відміну від мікропроцесорів, які використовуються в персональних комп'ютерах, мікроконтролери містять вбудовані додаткові пристрої. Ці пристрої виконують свої завдання під керуванням мікропроцесорного ядра мікроконтролера.

До найбільш поширених вбудованих пристроїв відносяться пристрої пам'яті і порти введення / виведення (I / O), інтерфейси зв'язку, таймери, системний годинник. Пристрої пам'яті включають оперативну пам'ять (RAM), постійні запам'ятовуючі пристрої (ROM), перепрограмовану ROM ($EPROM$), електрично перепрограмовану ROM ($EEPROM$). Таймери включають і годинник реального часу, і таймери переривань. Засоби I / O включають послідовні порти зв'язку, паралельні порти (I / O лінії), аналогово-цифрові перетворювачі (A / D), цифроаналогові перетворювачі (D / A), драйвери рідкокристалічного дисплея (LCD) або драйвери вакуумного флуоресцентного дисплея (VFD). Вбудовані пристрої характеризуються підвищеною надійністю, оскільки вони не потребують ніяких зовнішніх електричних ланцюгів [11].

Мікроконтролери використовують у багатьох сучасних промислових і побутових приладах: верстатах, автомобілях, телефонах, телевізорах, холодильниках, пральних машинах і, навіть, кавоварках. Серед виробників мікроконтролерів найвідомішими є *Intel*, *Motorola*, *Hitachi*, *Microchip*, *Atmel*,

Philips, Texas Instruments, Infineon Technologies (колишня *Siemens Semiconductor Group*) і багато інших.

Основною класифікаційною ознакою мікроконтролерів є розрядність даних, оброблюваних арифметико-логічним пристроєм (АЛП). За цією ознакою вони діляться на 4-, 8-, 16-, 32- і 64-розрядні. Сьогодні найбільша частка світового ринку мікроконтролерів належить восьмирозрядним пристроям (близько 50% у вартісному вираженні). За ними слідують 16-розрядні і *DSP*-мікроконтролери (*DSP* – *Digital Signal Processor* – цифровий сигнальний процесор), орієнтовані на використання в системах обробки сигналів (кожна з груп займає приблизно по 20% ринку).

Тактова частота, або, точніше, швидкість шини, визначає, скільки обчислень може бути виконано за одиницю часу. В основному продуктивність мікроконтролера і споживана їм потужність збільшуються з підвищенням тактової частоти. Продуктивність мікроконтролера вимірюють в *MIPS* (*Million Instructions per Second* – мільйон інструкцій в секунду) [12].

Термін контролер утворився від англійського слова *to control* – керувати. Ці пристрої можуть ґрунтуватися на різних принципах роботи від механічних або оптичних пристроїв до електронних аналогових або цифрових пристроїв. Механічні пристрої управління характеризуються низькою надійністю і високою вартістю порівняно з електронними блоками управління. Електронні аналогові пристрої потребують постійного регулювання в процесі експлуатації, що збільшує вартість їх експлуатації. Тому такі пристрої до теперішнього часу майже не використовуються. Найбільш поширеними на сьогоднішній день схемами управління є схеми, побудовані на основі цифрових мікросхем.

Залежно від вартості і габаритів пристрою, яким потрібно керувати, визначаються і вимоги до контролера. Якщо об'єкт управління займає десятки метрів за площею, як, наприклад, автоматичні телефонні станції, базові станції стільникових систем зв'язку або радіорелейні лінії зв'язку, то в якості контролерів можна використовувати універсальні комп'ютери.

Управління при цьому можна здійснювати через вбудовані порти комп'ютера (*LPT, COM, USB* або *Ethernet*). У такі комп'ютери при включенні живлення заноситься керуюча програма, яка і перетворює універсальний комп'ютер в контролер.

Використання універсального комп'ютера в якості контролера дозволяє в найкоротші терміни проводити розробку нових систем зв'язку, легко їх модернізувати (шляхом простої зміни програми), а також використовувати готові масові (а, отже, дешеві) блоки [11].

Якщо ж до контролера пред'являються особливі вимоги, такі, як робота в умовах тряски, розширеному діапазоні температур, впливу агресивних середовищ, то доводиться використовувати промислові варіанти універсальних комп'ютерів. Природно, що ці комп'ютери значно дорожче звичайних універсальних комп'ютерів, але все одно вони дозволяють економити час розробки системи, за рахунок того, що не потрібно вести розробку апаратури контролера.

Контролери потрібні не тільки для великих систем, але і для малогабаритних пристроїв, таких як радіоприймачі, радіостанції, магнітофони, стільникові апарати. У таких пристроях до контролерів пред'являються жорсткі вимоги по вартості, габаритам і температурному діапазону роботи. Цим вимогам не можуть задовольнити навіть промислові варіанти універсального комп'ютера. Доводиться вести розробку контролерів на основі однокристальних ЕОМ, які в свою чергу отримали назву мікроконтролери. Будь-які пристрої, в тому числі і пристрої зв'язку, радіоавтоматики або аудіовізуальної апаратури, потребують наявності у своєму складі пристроїв керування (контролера). Контролери потрібні практично у всіх предметах і пристроях, які оточують нас. Найбільш поширеними в даний час є мікроконтролери сімейства *MCS-51*. Це сімейство підтримується рядом фірм - виробників мікросхем. Не менш поширеними у світі є мікроконтролери фірми *Motorola*. Це такі сімейства як *HC05, HC07, HC11* і багато інших. Мабуть, не менше популярними мікроконтроллерами є

мікроконтролери сімейства *AVR* фірми *Atmel*. Всі ці прилади можна розділити на наступні основні типи: вбудовані (*embedded*) 8-розрядні МК; 16- і 32-розрядні МК; цифрові сигнальні процесори. Промисловістю випускаються дуже широка номенклатура вбудованих МК. У них всі необхідні ресурси (пам'ять, пристрої введення-виведення і т.д.) розташовуються на одному кристалі з процесорним ядром [3]. Якщо подати живлення і тактові імпульси на відповідні входи МК, то можна сказати, що він як би "оживе" і з ним можна буде працювати. Зазвичай МК містять значну кількість допоміжних пристроїв, завдяки чому забезпечується їх включення в реальну систему з використанням мінімальної кількості додаткових компонентів. До складу цих МК входять:

- схема початкового запуску процесора (*Reset*);
- генератор тактових імпульсів;
- центральний процесор;
- пам'ять програм (*E (E) PROM*) і програмний інтерфейс;
- засоби введення / виведення даних;
- таймери, здатні фіксувати число командних циклів [13].

Загальна структура МК показана на (рис.2.1.) Ця структура дає уявлення про те, як МК зв'язується із зовнішніми пристроями. Складніші МК можуть додатково реалізовувати наступні можливості:

- вбудований монітор / відладчик програм;
- обробка переривань від різних джерел;
- аналогове введення / виведення;
- послідовне введення / виведення (синхронне і асинхронне);
- паралельне введення / виведення (включаючи інтерфейс з комп'ютером);
- підключення зовнішньої пам'яті (мікропроцесорний режим)[13].

Всі ці можливості значно розширюють сферу застосування МК і роблять простішим процес розробки систем на їх основі.



Рис.2.1 Структура мікроконтролера

Деякі МК (особливо 16- і 32-розрядні) використовують тільки зовнішню пам'ять, яка включає в себе як пам'ять програм (*ROM*), так і деякий обсяг пам'яті даних (*RAM*), необхідний для даного застосування. Вони застосовуються в системах, де потрібен великий обсяг пам'яті і відносно не велика кількість пристроїв (портів) введення / виведення. Типовим прикладом застосування такого МК із зовнішньою пам'яттю є контролер жорсткого диска (*HDD*) з буферної кеш-пам'яттю, що забезпечує проміжне зберігання і розподіл великих обсягів даних (порядку декількох мегабайт). Зовнішня пам'ять дає можливість такому мікроконтролеру працювати з більш високою швидкістю, ніж вбудований МК [11].

Цифрові сигнальні процесори (*DSP*) – відносно нова категорія процесорів. Призначення *DSP* полягає в тому, щоб отримувати поточні дані від аналогової системи, обробляти дані і формувати відповідний відгук у реальному масштабі часу. Вони зазвичай входять до складу систем в якості пристроїв управління зовнішнім устаткуванням, і не призначені для автономного застосування.

Можна виділити три основні види пам'яті, використовуваної в МК:

- а) пам'ять програм;
- б) пам'ять даних;
- в) регістри МК.

Пам'ять програм являє собою постійну пам'ять, призначену для зберігання програмного коду і констант. Ця пам'ять не змінює вміст в процесі виконання програми. Пам'ять даних призначена для зберігання змінних в ході виконання програми. Регістри МК – цей вид пам'яті включає внутрішні регістри процесора і регістри, які служать для управління периферійними пристроями.

Для зберігання програм зазвичай служить один з видів постійної пам'яті: *ROM* (масочний ПЗП), *PROM* (одноразово програмовані ПЗП), *EPROM* (електрично програмовані ПЗП з ультрафіолетовим стиранням) або *EEPROM* (ПЗП з електричним записом і стиранням, до цього виду також відносяться сучасні мікросхеми *Flash*-пам'яті). Всі ці види пам'яті є незалежними – це означає, що вміст пам'яті зберігається після вимкнення живлення МК.

Багаторазово програмовані ПЗП – *EPROM* і *EEPROM* (*Electrically Erasable Programmable Memory*) – поділяються на ПЗП зі стиранням ультрафіолетовим (УФ) опроміненням (випускаються в корпусах з вікном), і МК з електрично перепрограмованою пам'яттю [12].

В даний час протоколи програмування сучасної *EEPROM* пам'яті дозволяють виконувати програмування МК безпосередньо в складі системи, де він працює. Такий спосіб програмування отримав назву – *ISP* (*In System Programming*). І тепер можна періодично оновлювати програмне забезпечення МК без видалення з плати. Це дає величезний виграш на початкових етапах розробки систем на базі МК або в процесі їх вивчення, коли маса часу йде на багаторазовий пошук причин непрацездатності системи та виконання наступних циклів стирання-програмування пам'яті програм.

Функціонально Flash-пам'ять мало відрізняється від *EEPROM*. Основна відмінність полягає в здатності стирання записаної інформації. У пам'яті *EEPROM* стирання проводиться окремо для кожного осередку, а в *Flash*-пам'яті стирання здійснюється цілими блоками.

ОЗП (*RAM*) – оперативний пристрій, використовується для зберігання даних. Цю пам'ять називають ще пам'яттю даних. Кількість циклів зчитування і записування в ОЗП необмежене, але при відключенні живлення вся інформація втрачається [11].

2.2 Вибір мікроконтролера для пристрою

Всі сучасні компанії, що займаються розробкою мікроконтролерів, мають серії пристроїв з низьким енергоспоживанням. Ці пристрої характеризуються особливою можливістю – при заданні певних налаштувань вони переходять в режим низького енергоспоживання. Зазвичай існує 3-5 різних режимів енергоспоживання, що характеризуються різним ступенем втрат продуктивності – від майже повного відключення мікроконтролера до відключення декількох модулів.

Серед багатьох мікроконтролерів було обрано 16-бітний мікроконтролер фірми *Microchip PIC34F32KA304*, який при тактовій частоті 32 кГц може споживати струм до 70 мкА. Оскільки потік даних від кодека складає лише 8 кбіт/с, то дана частота роботи мікроконтролера достатня для функціонування пристрою [14].

2.3 Розроблення структурної схеми пристрою

Для реалізації схеми необхідно використати мікроконтролер для обробки інформації; кодек для оцифрування та кодування звукової інформації, який буде подавати сигнал на мікроконтролер. Сигнал

отримуватимемо з мікрофону, підключеного до кодеку. Для відтворення звуку до кодека також підключається гучномовець.

Для коректної роботи пристрою необхідно скористатися пристроями введення та виведення.

Оцифрований звуковий сигнал потрібно буде записати на енергонезалежний запам'ятовуючий пристрій для збереження звуку та можливості відтворення звуку на інших пристроях.

Також необхідно скористатися системою для подачі живлення на кожен елемент пристрою (блок живлення).

Реалізація структурної схеми показана на рис. 2.2.

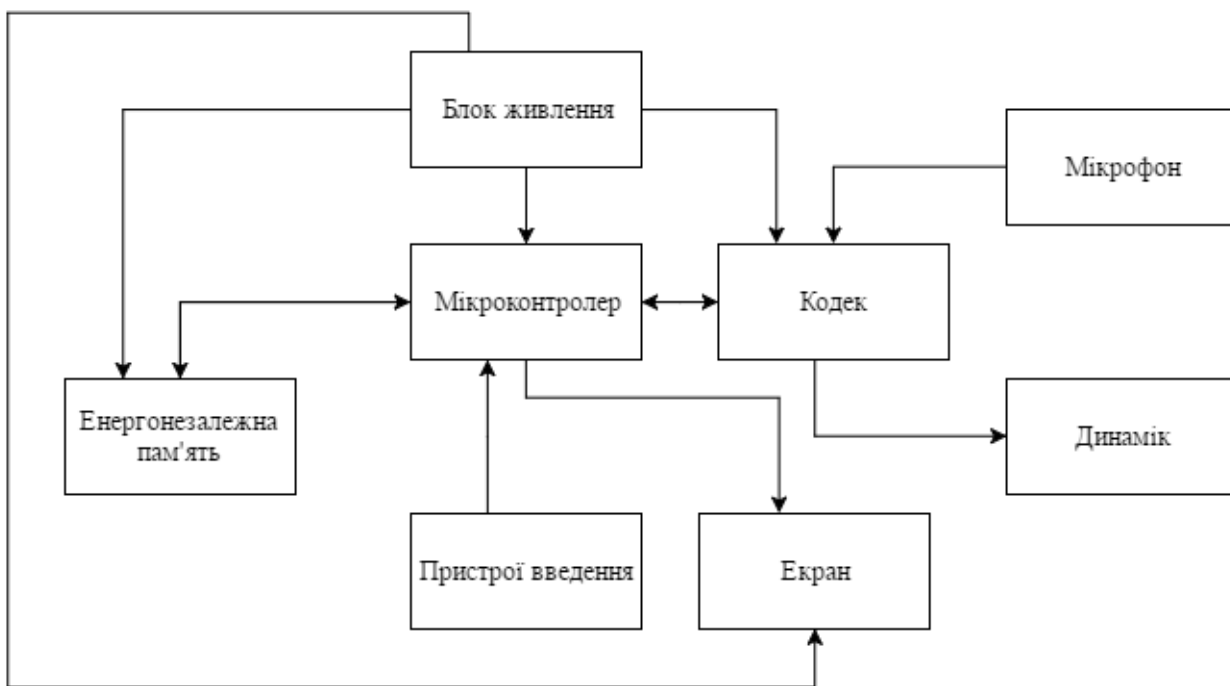


Рис 2.2. Структурна схема пристрою

2.4 Висновки по розділу 2

Розглянуто принцип дії мікроконтролерів. Для розроблення пристрою обрано мікроконтролер фірми *Microchip PIC34F32KA304*. Розроблено структурну схему цифрового диктофону.

РОЗДІЛ 3. СХЕМА ЕЛЕКТРИЧНА ПРИНЦИПОВА

3.1 Розроблення блоку живлення

Мікроконтролер та кодек мають працювати при напрузі живлення 3...3,6 В. Це означає, що можна використати напругу живлення для всієї схеми 3,3 В, замість найуживаніших 5 В, що вже дозволить зменшити енергоспоживання пристрою.

Для максимальної ефективності використання енергії джерела живлення доцільно використовувати схему стабілізації, що буде понижувати вхідну напругу. Широке розповсюдження знайшли мікросхеми *LM2596*, що можуть стабілізувати напругу до 3,3 В в широкому діапазоні вхідних напруг (4...40 В). В технічній документації наводиться приклад електричної схеми для використання такої мікросхеми для стабілізації напруги до 3,3 В (рис 3.1). При цьому споживання струму всією схемою за такого з'єднання компонентів складає близько 80 мкА, що є цілком прийнятним враховуючи високі вимоги до економії енергії.

Оскільки розроблюваний пристрій має на меті широке використання та доступність, то доцільно використовувати в якості джерела живлення батарейки типу АА 1,5 В. Виходячи з того, що вхідна напруга має бути вище 4 В, то мінімальна необхідна їх кількість – 3 шт.

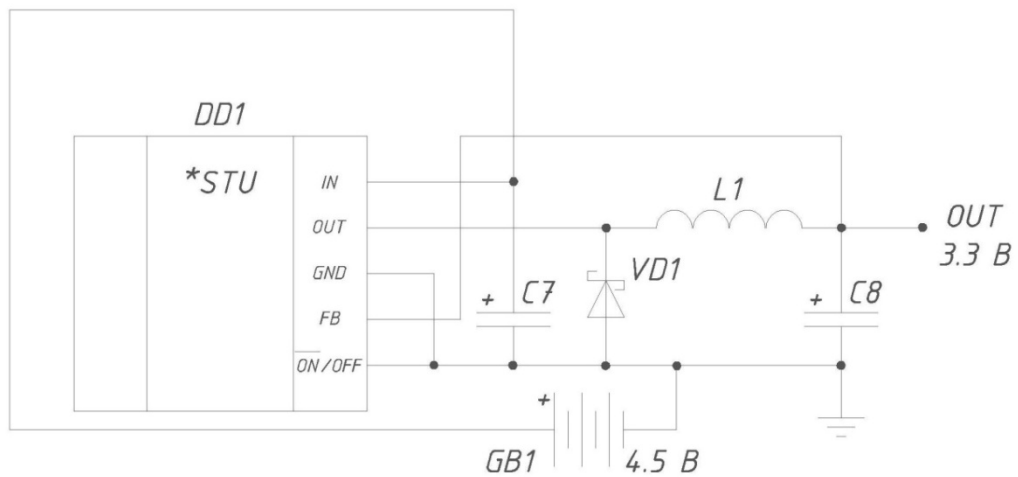


Рис. 3.1 Схема стабілізації напруги з використанням мікросхеми *LM2596*

3.2 Схема підключення мікроконтролера

Оскільки наявна система стабілізації, то живлення на мікроконтролер подається без додаткового конденсатора, який рекомендують виробники підключати до виводу V_{dd} мікроконтролера. Вивід V_{ss} підключається до землі.

Для стабілізації частоти роботи мікроконтролера існує дві пари виводів для основного і додаткового підключення резонатора. Додаткове підключення використовується тоді, коли основні виводи зайняті, адже кожен вивід даного мікроконтролера може виконувати різні функції. Схема підключення резонатора називається схемою кварцування та зображена на рис. 3.2. Для задання різної частоти потрібно використовувати різні номінали конденсаторів. Оскільки мікроконтролер працюватиме на частоті 32 кГц то $C10=C11=47\text{пФ}$ [9].

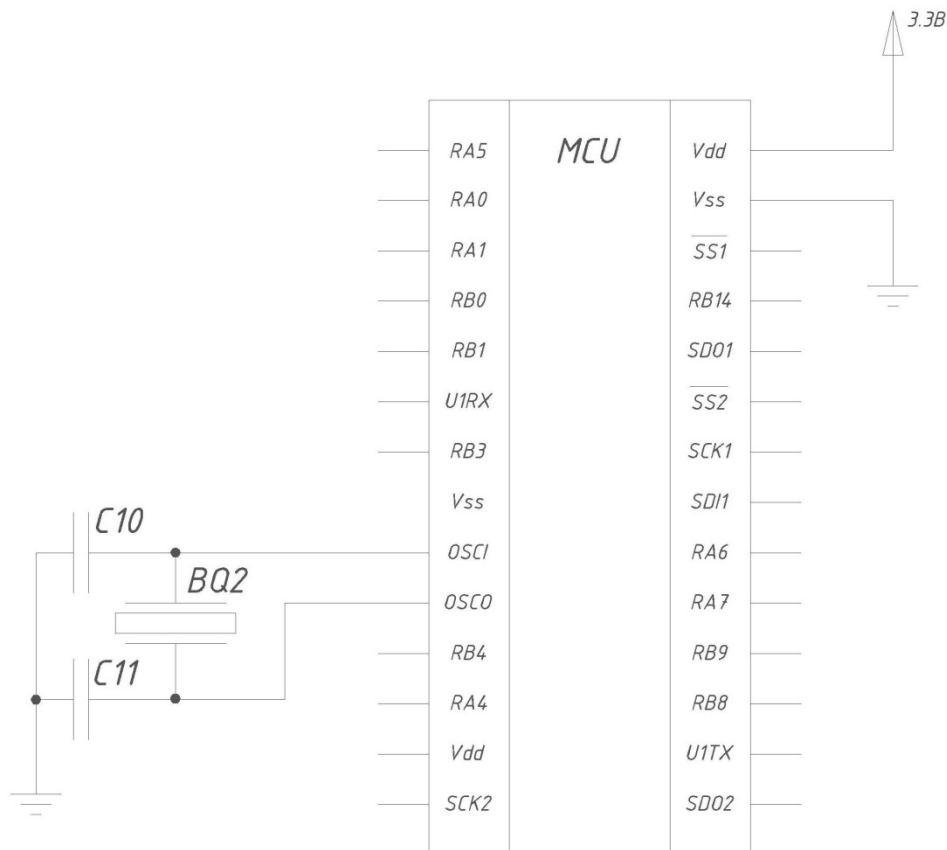


Рис 3.2 Схема підключення мікроконтролера

3.3 Схема підключення кодека

Кодек здатний працювати в режимі низького енергоспоживання, напруга живлення від 2,7 В. Але використовувати його постійно – недоцільно. Його можна використовувати виключно в режимах записування чи відтворення звуку, в режимі очікування нема сенсу його використовувати. Тому можна розробити схему для програмного подавання живлення на кодек. Оптимально використати електронний ключ – *n*-канальний МДН транзистор з індукованим каналом з напругою відкриття 3 В (рис. 3.3). Аналізуючи транзистори різних виробників можна зробити висновок, що оптимально підходить *CSD1950IKCS* тому, що він має нижчий опір стік–витік у відкритому стані порівняно з іншими [15].

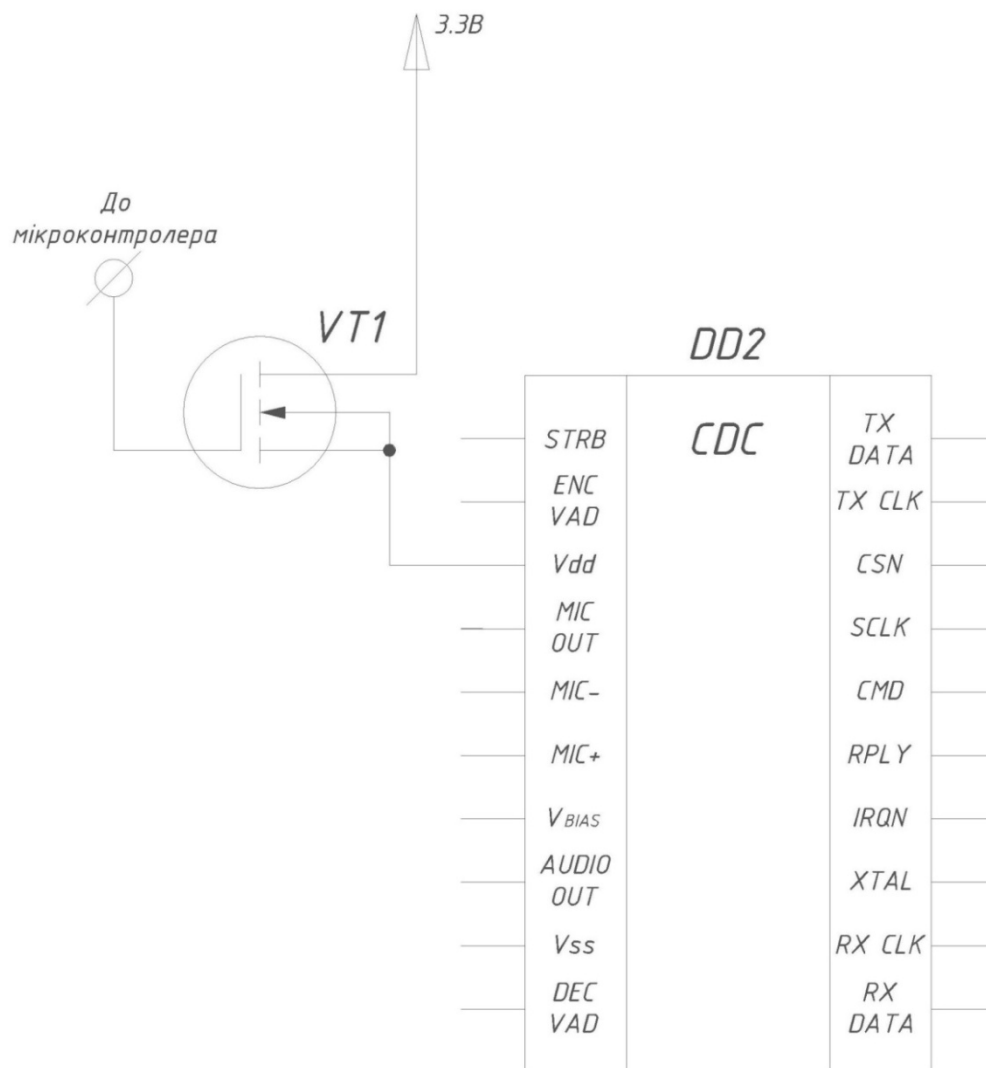


Рис 3.3 Схема живлення кодека

При подачі логічного нуля на затвор транзистор закритий, живлення не подається на мікросхему. При подачі логічної одиниці в транзисторі індукуються канал, він відкривається, через нього протікає струм, подається живлення на кодек.

Компанія-виробник пристрою *CMX649* пропонує схему підключення компонентів, показану на рис. 3.4 (з врахуванням подачі живлення через польовий транзистор).

До кодека підключається резонатор через вивід *XTAL* для стабілізації частоти роботи мікросхеми.

Всередині мікросхеми наявні операційні підсилювачі для підсилення сигналу, що надходить з мікрофону та сигналу, що подається на динамік.

Проте для покращення якості запису варто встановити певний фільтр перед входом на мікрофон, який і пропонує компанія-виробник.

Підключення до мікроконтролера можливе 2 способами (протокол *UART* або за допомогою *C-BUS*). В даній роботі обрано протокол *UART* виходячи з простоти роботи протоколу та можливості підключення до мікроконтролера з його допомогою (обраний мікроконтролер не підтримує *C-BUS*). Підключення кодека до мікроконтролера показано в таблиці 3.1. Оскільки і мікроконтролер і кодек підключаються до джерела живлення одного номіналу, то узгодження логічних рівнів не потрібне.

Таблиця 3.1. Підключення кодека до мікроконтролера

Вивід <i>CMX649</i>	<i>TX DATA</i>	<i>RX DATA</i>
Вивід <i>PIC34F32KA304</i>	<i>UIRX</i>	<i>UITX</i>

3.4 Схема підключення запам'ятовуючого пристрою

Запам'ятовуючий пристрій повинен містити певний протокол для роботи з ним, має мати низьке енергоспоживання, напругу живлення до 3,3 В, має бути енергонезалежним. Також повинен підтримуватися більшістю сучасних комп'ютерів для можливості вільно користуватися записом не лише на пристрої. Оптимально ці вимоги виконуються в *SD*-картках. Зокрема, в *microSD*-картці *TS256M-2GUSD* фірми *Toshiba* є можливість записувати інформацію за допомогою протоколу *SPI*, що наявний в мікроконтролері, а також вона має низьке енергоспоживання. Її використання доцільне лише в режимах записування та відтворення, тому за аналогією скористуємось польовим транзистором для регулювання подачі живлення на запам'ятовуючий пристрій [16].

Підключення запам'ятовуючого пристрою до мікроконтролера показано в таблиці 3.2

Таблиця 3.2. Підключення *microSD*-картки до мікроконтролера

Вивід <i>TS256M-2GUSD</i>	<i>CS</i>	<i>DI</i>	<i>SCLK</i>	<i>DO</i>
Вивід <i>PIC34F32KA304</i>	$\overline{SS1}$	<i>SDO1</i>	<i>SCK1</i>	<i>SDI1</i>

3.5 Схема підключення дисплею

Для зниження витрат на енергоспоживання дисплей буде працювати лише в режимі очікування. Керування живленням здійснимо також МДН транзистором. Оскільки особливих вимог до режиму очікування не поставлено, то було вирішено використати *OLED* дисплей *VGM128064BIW01* компанії *AndersDX*. Дисплей підтримує протоколи I^2C , *SPI*. Оскільки мікроконтролер має 2 *SPI* інтерфейси, то підключимо його по *SPI*. Виробник пропонує підключення дисплею по *SPI*, що вказано на рис 3.5 (з урахуванням керованого живлення) [17].

Підключення дисплею до мікроконтролера показано в таблиці 3.3

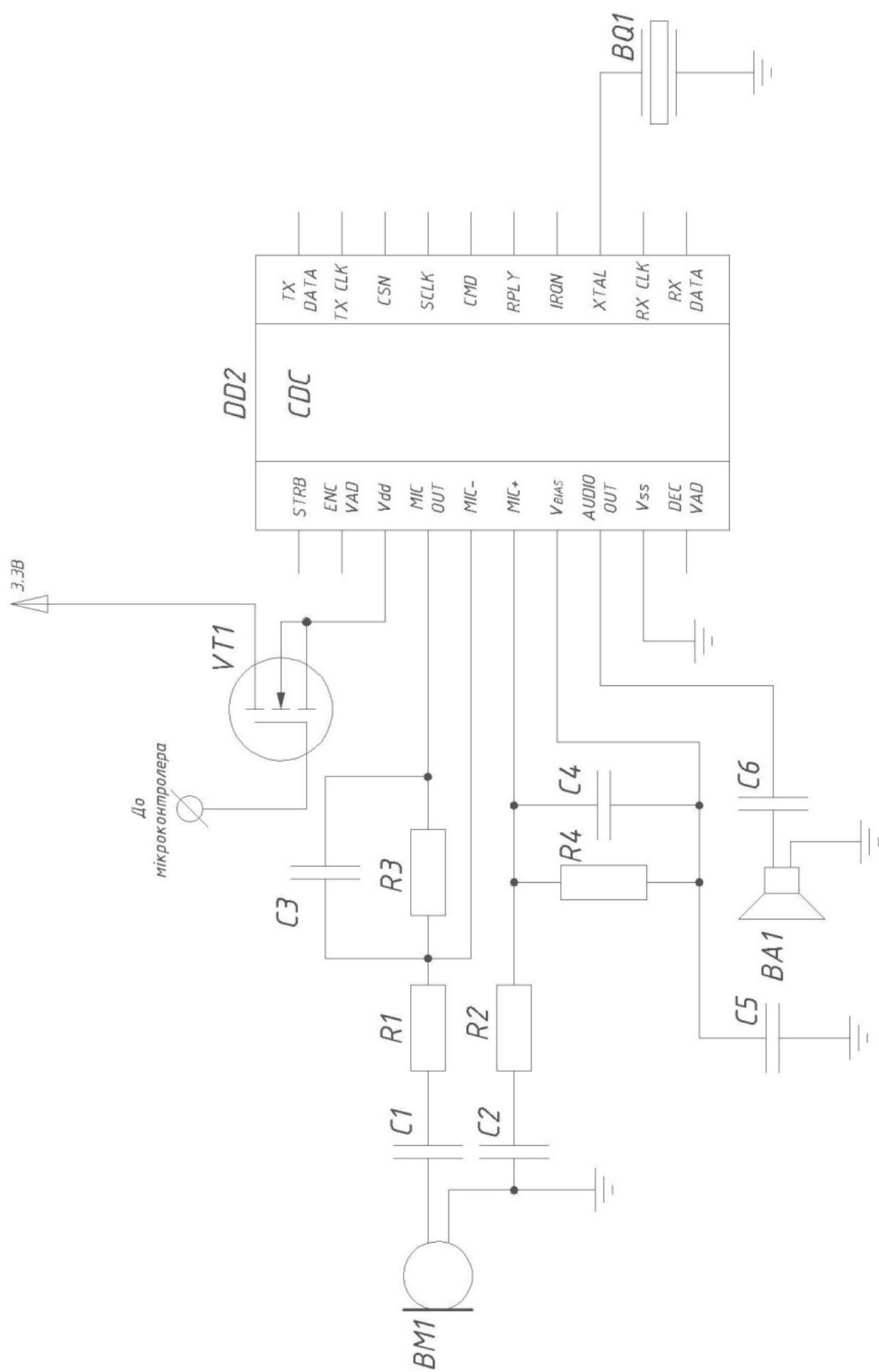


Рис. 3.4 Схема підключення кодека

Таблиця 3.3. Підключення дисплею до мікроконтролера

Вивід <i>VGM128064B1W01</i>	<i>CS#</i>	<i>RES#</i>	<i>D/C</i>	<i>DO</i>	<i>DI</i>
Вивід <i>PIC34F32KA304</i>	$\overline{SS2}$	<i>RB9</i>	<i>RB8</i>	<i>SCK2</i>	<i>SD02</i>

Номінали резистора та конденсатора компанія-виробник рекомендує наступні:

$R5=910 \text{ кОм}$

$C12=4,7 \text{ мкФ}$

3.6 Висновки по розділу 3

Розроблено електричну принципову схему цифрового диктофону. Елементи і режими їх роботи підібрано таким чином, щоб забезпечити найменше енергоспоживання.

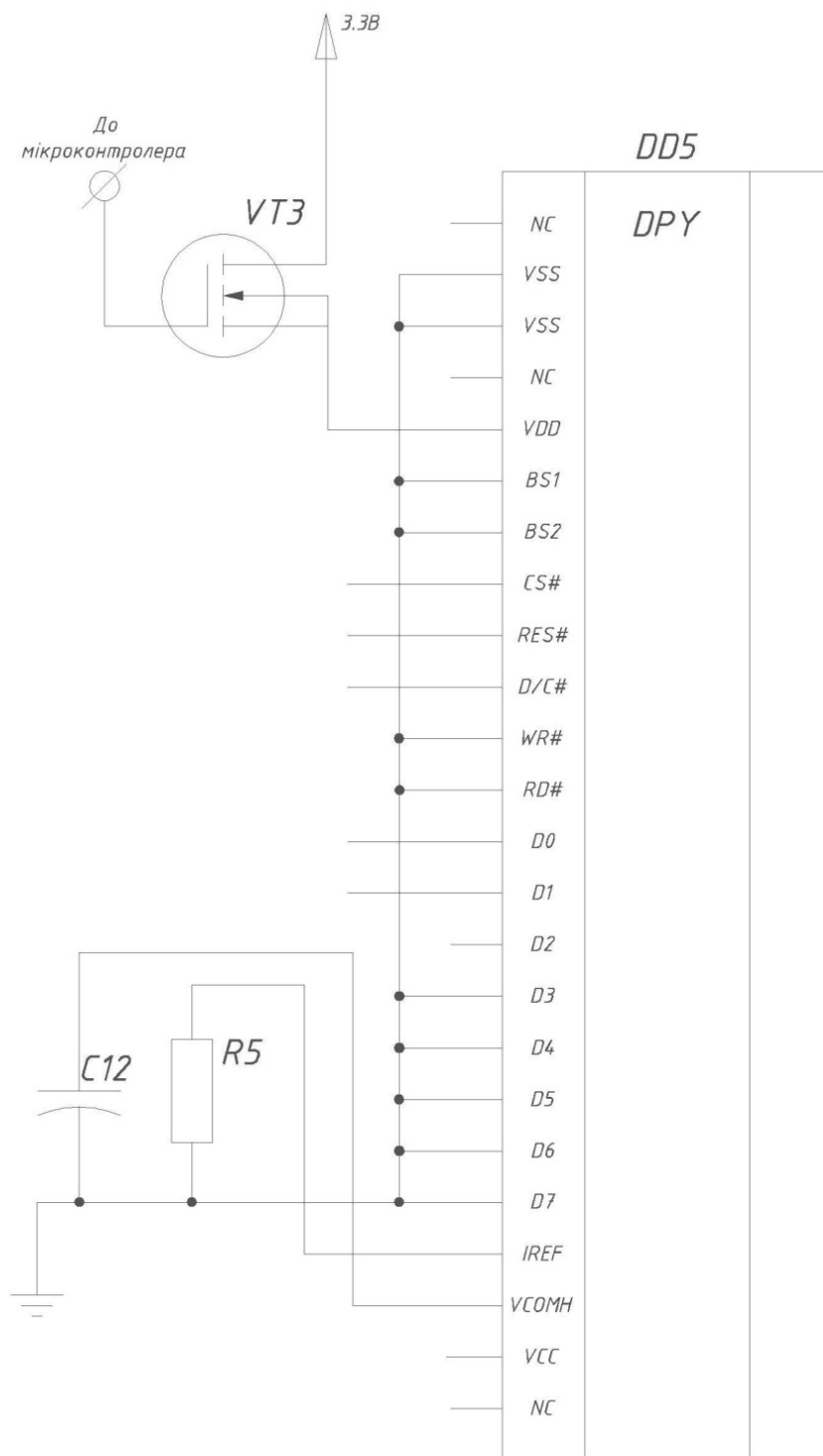


Рис. 3.5. Підключення дисплею до мікроконтролера

РОЗДІЛ 4. АЛГОРИТМ РОБОТИ ПРИСТРОЮ

Пристрій має працювати щонайменше в трьох режимах – записування, відтворення та очікування. Нижче наведено детальний опис кожного з режимів для того, щоб програміст міг легко запрограмувати пристрій.

4.1 Режим записування

В цьому режимі потрібно користуватися кодеком для оцифрування та кодування звуку, мікроконтролером, та *SD*-карткою. При розробці принципової схеми було визначено, що керування подачею живлення на кодек здійснюється за допомогою *n*-канального МДН-транзистора. Тому перший етап – це подача логічних одиниць на затвори польових транзисторів, що керують живленням мікроконтролера та кодека.

Другий етап – ініціалізація кодека. Вона полягає в тому, щоб в певні регістри записати інформацію про режим енергоспоживання, частоту зрізу вбудованого ФНЧ, частоту дискретизації, тип кодування та декодування. З технічної документації було визначено адреси регістрів та значення, які в них необхідно вписати відповідно до завдання (табл. 4.1). [2].

Таблиця 4.1. Адреси необхідних регістрів та значення бітів кодера

Адреса	Призначення	Біти							
0x61	ФНЧ	0	0	0	1	0	0	0	1
0x64	Енергоспоживання	0	1	0	1	0	1	0	1
0x65	Енергоспоживання	1	0	1	0	0	1	0	1
0x70	Тип кодування	0	0	0	0	0	0	0	1
0x81	Кодер	0	0	0	0	1	1	1	1

Третій етап полягає в тому, що в пам'яті мікроконтролера слід створити два буфера, в які буде подаватися інформація з кодека. Спочатку використовується перший буфер. Коли він заповнюється або коли натиснена кнопка зупинки записування, то інформація з нього переноситься в другий буфер, а перший стирається для подальшого записування. Інформація ж з другого буфера записується в *microSD*-картку. Після цього пристрій переходить в режим очікування якщо була натиснена кнопка (рис 4.1).

4.2 Режим відтворення

Режим відтворення зворотній режиму записування, під час його роботи задіяні всі ті ж самі вузли принципової схеми. Перший та другий етапи алгоритму такі ж само за одним винятком. Маємо деякі зміни в ініціалізації, адже кодек працюватиме в режимі декодера (табл. 4.2)

Таблиця 4.2. Адреси необхідних регістрів та значення бітів декодера

Адреса	Призначення	Біти							
0x61	ФНЧ	0	0	0	1	0	0	0	1
0x64	Енергоспоживання	0	1	0	1	0	1	0	1
0x65	Енергоспоживання	1	0	1	0	0	1	0	1
0x70	Тип кодування	0	0	0	0	0	0	0	1
0x81	Декодер	1	1	1	1	0	0	0	0

Третім етапом ми маємо створити знову ж таки 2 буфера по 512 байт в пам'яті мікроконтролера та зчитувати з *microSD* картки дані запису по протоколу *SPI*, потім передавати їх по протоколу *UART* на кодек, який буде декодувати звук. Також слід додати кнопку переривання щоб зупинити відтворення звуку. Алгоритм у вигляді блок-схеми представлено на рис 4.2.

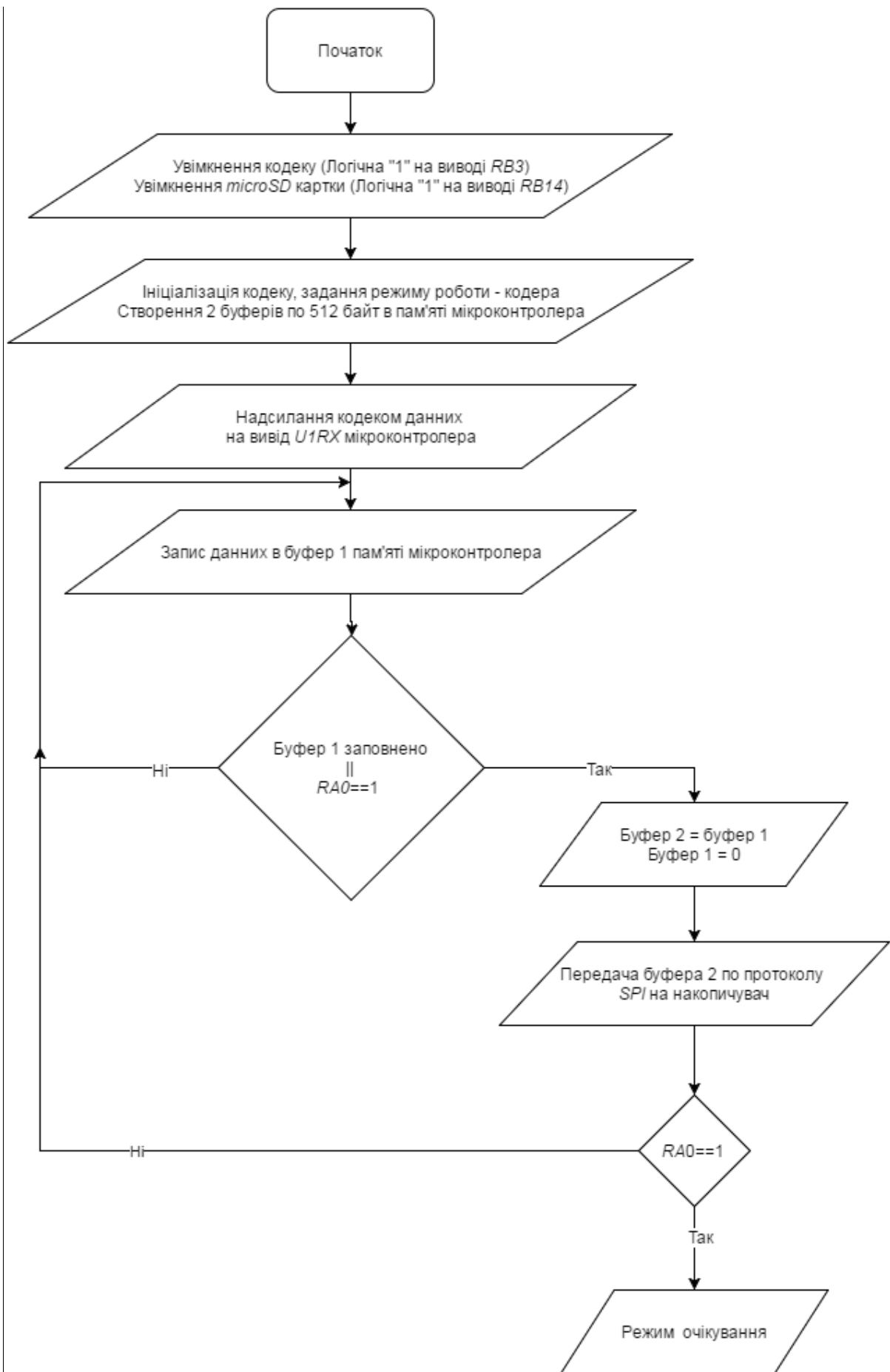


Рис 4.1. Алгоритм режиму записування

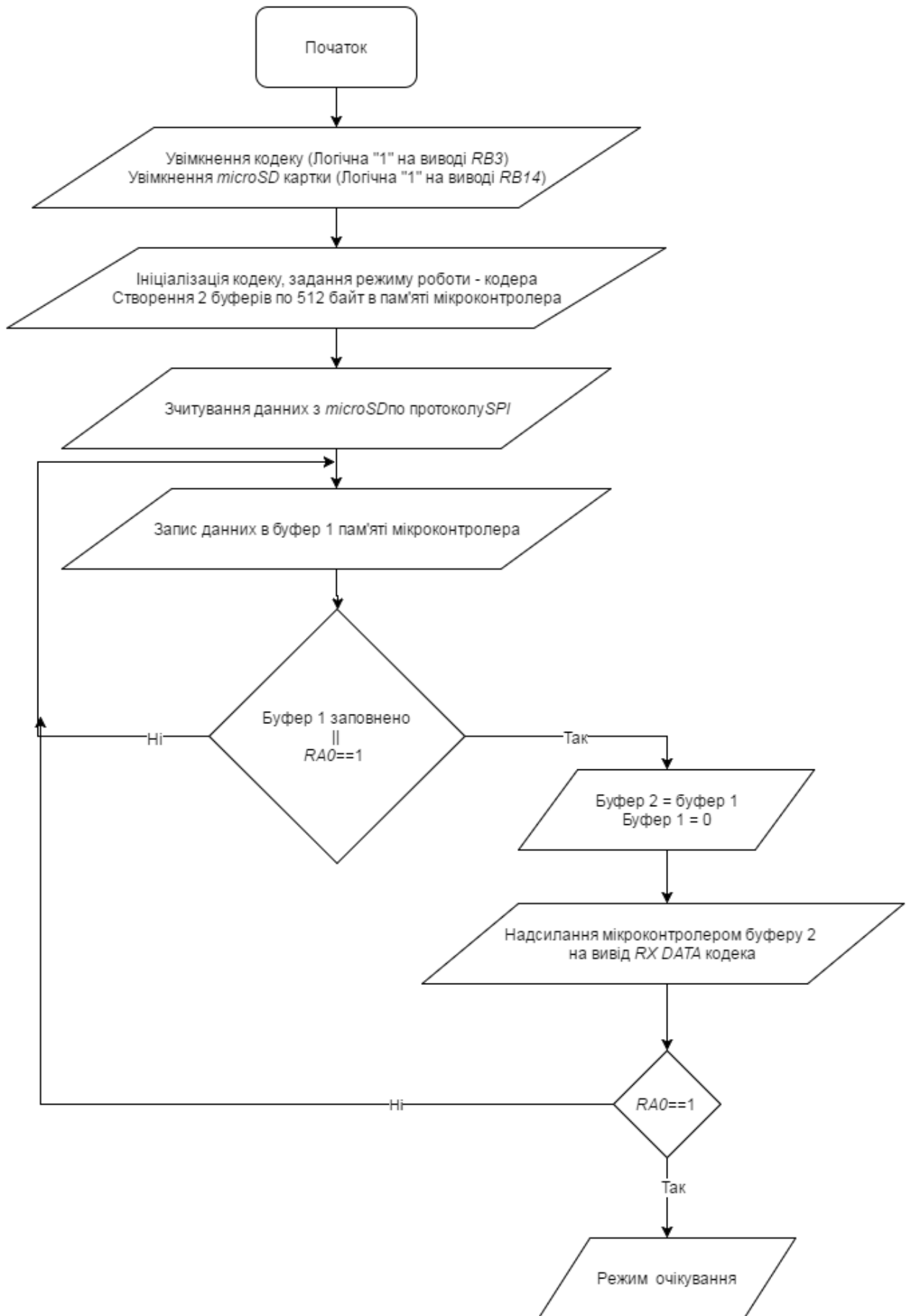


Рис 4.2. Алгоритм режиму відтворення

4.3 Режим очікування

В режимі очікування активними є лиш мікроконтролер та 4 тактових кнопки – для записування (вивід *RA5*), відміни (вивід *RA0*), зміни номеру запису (вивід *RB1*), та відтворення (вивід *RB8*). Якщо натискається будь-яка з них то вмикається підсвічування дисплею на 2 секунди. В цей час потрібно ще раз натиснути кнопку записування для переходу в режим записування, натискати кнопку відтворення для відтворення останнього запису або ж кнопку зміни номеру запису для того щоб переключитися на попередній запис. Якщо жодна кнопка не була натиснена, дисплей вимикається. Алгоритм у вигляді блок-схеми зображено на рис. 4.3.

4.4 Висновки по розділу 4

Побудовано алгоритми роботи цифрового диктофону у трьох режимах: записування, відтворення та очікування. В усіх вказаних режимах алгоритми забезпечують найменше енергоспоживання.

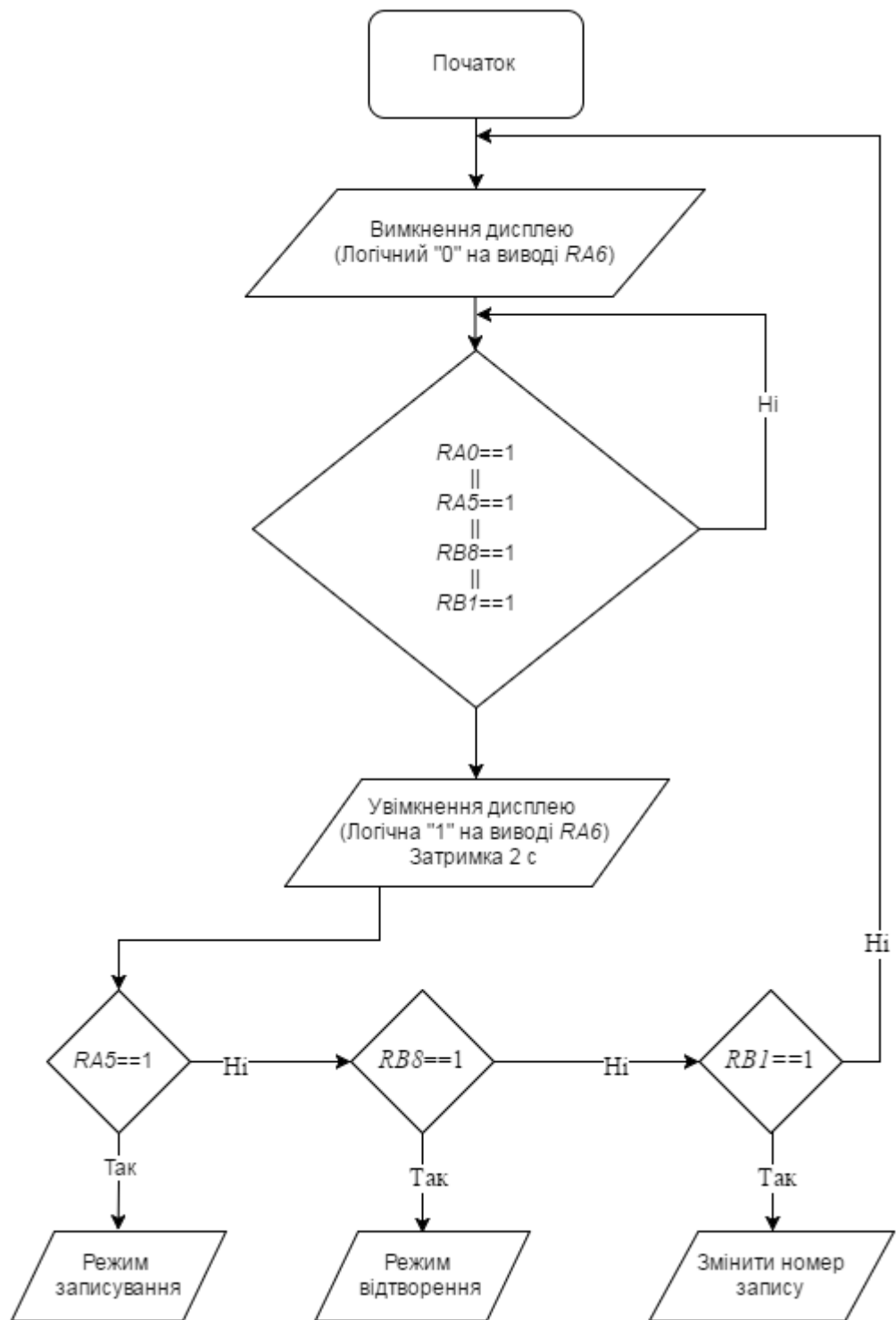


Рис. 4.3. Алгоритм роботи пристрою в режимі очікування

ВИСНОВКИ

1. Для економії енергії в цифровому диктофоні доцільно застосовувати для кодування адаптивну дельта-модуляцію. Такий вибір пояснюється тим, що, на відміну від інших методів, за адаптивної дельта-модуляції використовується лише один біт для кодування інформації.

2. Обрані компоненти мають мале енергоспоживання, а саме: *DC–DC* перетворювач *LM2596* споживає струм до 80 мкА, мікроконтролер *PIC34F32KA304* – до 70 мкА за частоти 32 кГц, що достатньо для нормального функціонування пристрою, кодек *CMX649* – до 2,4 мА за заданих в роботі налаштувань, запам'ятовуючий пристрій *TS256M-2GUSD* – до 1 мА.

3. Побудовані алгоритми також забезпечують мале енергоспоживання за рахунок оптимізації часу активної роботи пристрою.

4. Енергоспоживання розробленого пристрою в режимі записування складає до 4,55 мА, в режимі відтворення – 4,55 мА, в режимі очікування – 20 мА.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Texas Instruments. CSD19501KCS. Data Sheet. – Texas Instruments Inc., 2018. – 15 p.
2. Рабинер Л.Р. Цифровая обработка речевых сигналов / Л.Р. Рабинер, Р.В. Шафер. – М. : Радио и связь, 1984. – 496 с.
3. Huang X.D. Hidden Markov Models for Speech Recognition / X.D. Huang, Y. Ariki, M.A. Jack. – Edinburgh University Press, 1990. – 275 p.
4. Huang X.D. Spoken Language Processing: a Guide to Theory, Algorithm, and System Development / X. D. Huang. – Prentice Hall, 2001. – 980 p.
5. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. / П. Шкритек. – М. : Мир, 1991. – 446 с.
6. Comparison of LDM, CVSD, and ADPCM. MATLAB & Simulink Example. – 2016. – 4 p.
7. Золотухин И.П. Цифровые звуковые магнитофоны / И.П. Золотухин, А.А. Изюмов, М.М. Райзман. – Томск: Радио и связь, 1990. – 160 с.
8. Telemetry Standards. IRIG Standard 106-13. Part 1. Appendix F. – New Mexico, 2015. – 12 p.
9. Козлов А. Микросхемы CML Microcircuits для кодирования речевых сигналов / А. Козлов // Chip News Украина. Инженерная микроэлектроника. – 2012. – № 5(115). – С. 2–4.
10. CMX649. Product Data Amendment. – CML Microcircuits, 2018. – 1 p.
11. Катцен С. PIC-микроконтроллеры / Сид Катцен; пер. с англ. А.В. Евстифеева. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 656 с.
12. Предко М. Руководство по микроконтроллерам. Том 2 / Майк Предко. – М.: Постмаркет, 2001. – 488 с.
13. Тавернье К. PIC-микроконтроллеры. Практика применения / Кристиан Тавернье. – М.: ДМК Пресс, 2002. – 272 с.
14. Microchip. PIC24FV32KA304 Data Sheet. – Microchip Technology Inc., 2011. – 320 p.

15. Transcend. MicroSD Memory Card TS256M-2GUSD. Data Sheet. – Transcend Information Inc., 2010. – 25 p.
16. Passive Matrix OLED Displays VGM128064B1W01. Product Specification. – Anders Electronics, 2011. – 28 p.
17. Блессер Б. Цифровая обработка звуковых сигналов. В кн.: Применение цифровой обработки сигналов / Б. Блессер, Дж. Кейтис; под ред. А.Оппенгейма. – М. : Мир, 1980. – С. 39–136.
18. Солонина А.И. Цифровая обработка сигналов Моделирование в MATLAB Арбузов С.М. – СПб.: БХВ – Петербург, 2008 – 816с.